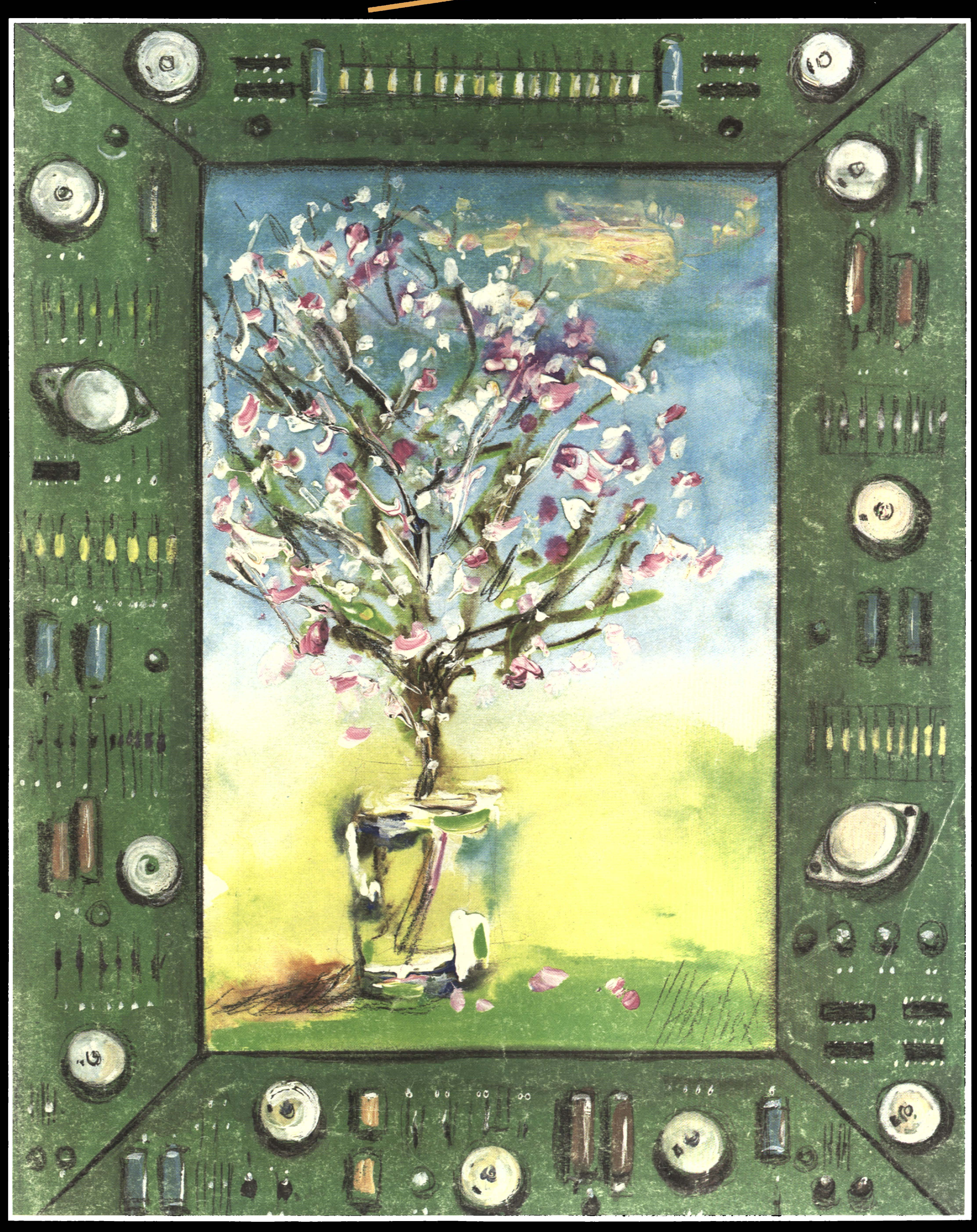
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

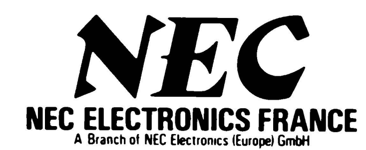
Bimestriel N° 29 - 18 F
Avril-Mai 1983

I.S.S.N. 0243 489 X



SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 070 MIL. : CANADA : CAN $ 3,00
ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 6 500 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.

GROS PLAN SUR UN DIALOGUE HOMME-MACHINE



Tour Chenonceaux
204, Rond Point
du Pont de Sèvres
92516 - Boulogne-Billancourt
Tél. 620.64.00

Un dialogue avec votre machine était jusqu'à ce jour du domaine de l'inaccessible. Maintenant grâce à NEC vous pouvez parler à votre machine et elle vous écoutera.

PARLER : 2 VLSI monochips de synthèse de la parole, à débit variable, ce qui permet différentes définitions de la voix reproduite, sont disponibles :

- le µPD 7751, NMOS, simple à mettre en œuvre, qui fonctionne en mode "ADPCM" entre 14 et 20 Kbits/sec., offre un temps de parole de 36 sec. maximum pour une capacité de mémoire externe adressable maximale de 512 Kbits.
- le µPD 7752, CMOS, qui fonctionne en mode "Formant" entre 1,2 et 5,6 Kbits/sec. maximum pour 63 mots et 512 mots avec l'appoint d'une mémoire externe.

ECOUTER : Les 3 VLSI disponibles, µPD 4760, 7761 et 7762 permettent de réaliser un ensemble fonctionnel de reconnaissance de la parole, dont le temps de réponse est de 0,7 sec. Les mots isolés, provenant d'un locuteur, sont reconnus dans plus de 98% des cas. 512 mots peuvent être entrés sur une mémoire de 64 K octets. Cet ensemble, connectable à n'importe quel système, offre les interfaces suivants : 8 bits parallèle, RS 232/V 24 et E/S série.

Grâce à notre technologie, dialoguez, dès aujourd'hui, avec votre machine.

SERVICE-LECTEURS N° 201



ELECTRONIQUE APPLICATIONS est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**
Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**
Maquette : **Michel Raby**
Couv. : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F** (France) - **117 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.
Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh
Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Dépôt légal : Mars 1983 N° éditeur : 1092

Distribué par SAEM Transports Presse — Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

N° 29 – AVRIL-MAI 1983

SOMMAIRE









Micro informatique



Ont participé à ce numéro : P. Aloisi, Ph. Arnould, J. Berru, M. Cattoën, J. Ceccaldi, R. Chassagnon, C. Crespin, P. Gueulle, P. de Halleux, M. Jousset, J. Sabourin, H. Schreiber, J. Trémolières.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie Edicis, 91019 Evry – Commission Paritaire N° 59-178 – Dépôt légal Mars 1983



Une station de réception Meteosat

Cette étude décrit la conception d'une station de réception individuelle d'images issues du satellite géostationnaire européen « Meteosat 2 ». Cette station, complète et autonome, permet de visualiser les images reçues sur un téléviseur standard grâce à une mémoire numérique d'image contrôlée par un microprocesseur.

Rappelons auparavant que le satellite « Meteosat » est la contribution européenne à un système mondial de cinq satellites météorologiques géostationnaires, régulièrement répartis au-dessus de l'équateur, à une altitude voisine de 36 000 km. Cet ensemble donne des informations météorologiques en permanence et disponibles pratiquement en tout point du globe.

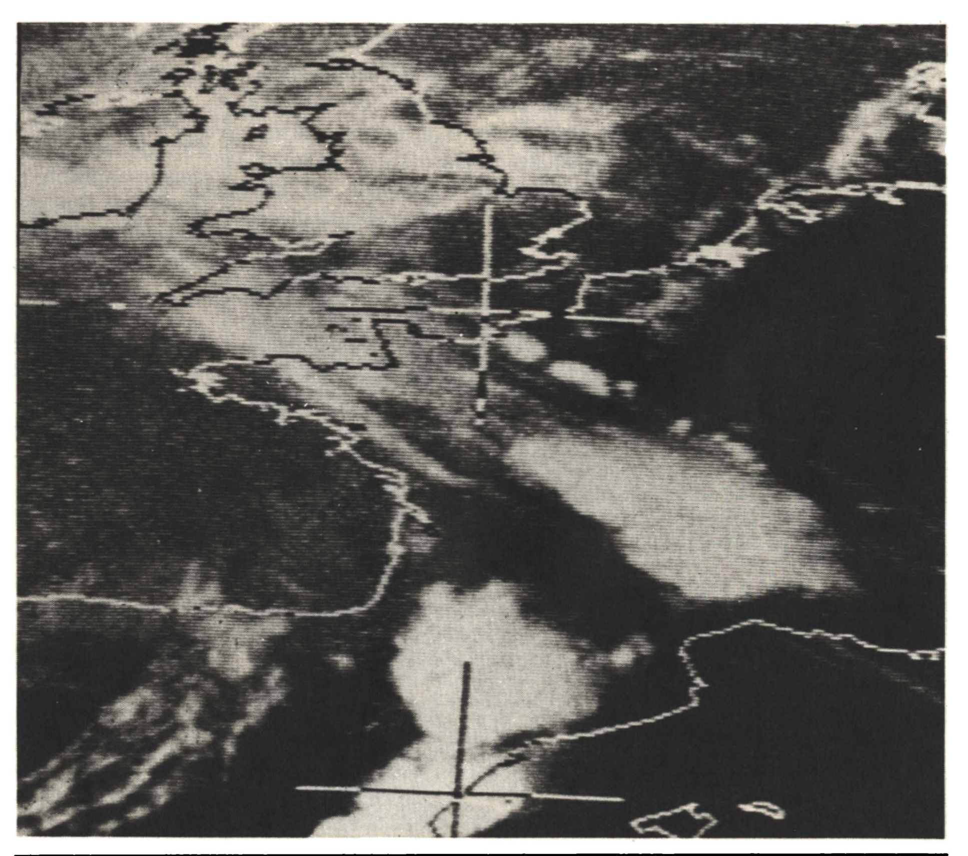


Photo 1. – La France vue depuis Meteosat (format D2, mode fenêtre).

Fonctionnement de Meteosat

« Meteosat 1 » a été lancé en novembre 1977 et, après une panne survenue en novembre 1979, il a été remplacé par « Meteosat 2 » en juin 1981 (Ariane L 03). Il est placé au-dessus du golfe de Guinée à 0° de longitude. Pour la France, il se trouve au voisinage de la direction plein sud sous une élévation de 38 ° environ.

Il tourne autour de lui-même selon un axe parallèle à l'axe des pôles à une vitesse de 100 tours/mn, ce qui assure sa stabilisation et lui permet d'effectuer une « analyse mécanique » horizontale de la surface terrestre ; l'analyse verticale est assurée par un système de miroirs orientables. Un radiomètre situé à l'intérieur du satellite reçoit, grâce à un système optique, l'image d'un point de dimension 5 x 5 km dans deux bandes spectrales :

$\lambda \simeq 11\ \mu m$ (infrarouge)
et $\lambda \simeq 6\ \mu m$ (absorption de la vapeur d'eau).

Dans le visible, l'association de deux capteurs permet de porter la résolution à 2,5 km x 2,5 km. L'image obtenue a une définition de 5 000 x 5 000 dans le visible et de 2 500 x 2 500 dans l'infrarouge. L'analyse de la surface terrestre vue par le satellite dure 25 mn, ce qui permet la transmission d'une image toutes les demi-heures.

Les signaux électriques issus des capteurs travaillant dans les trois gammes de longueur d'onde sont multiplexés et transmis numériquement à une cadence de 166 k-bits/s vers la station de réception et de traitement située à Darmstadt (Allemagne Fédérale) où s'effectue un stockage de l'information ainsi que divers traitements tels que calibrages et recalage des images reçues.

Une station capable de traiter l'image brute issue du satellite est appelée « station primaire » ; elle comporte un équipement complexe tant du point de vue réception que du point de vue informatique.

Pour pouvoir diffuser aisément les images météorologiques, il a été développé un système de retransmission « WEFAX » de format compatible avec celui de la plupart des satellites météorologiques.

Pour cela, le centre de Darmstadt découpe l'image totale en zones (sous-images). Les images obtenues, avec surimpression des cartouches d'identification des contours géographiques et des repères de longitude et latitude, ont une définition de 800 points x 800 lignes.

Le signal vidéo résultant de l'analyse lente de ces images module en amplitude une sous-porteuse de 2 400 Hz. Ce signal WEFAX est renvoyé vers le satellite qui joue alors le rôle de répéteur.

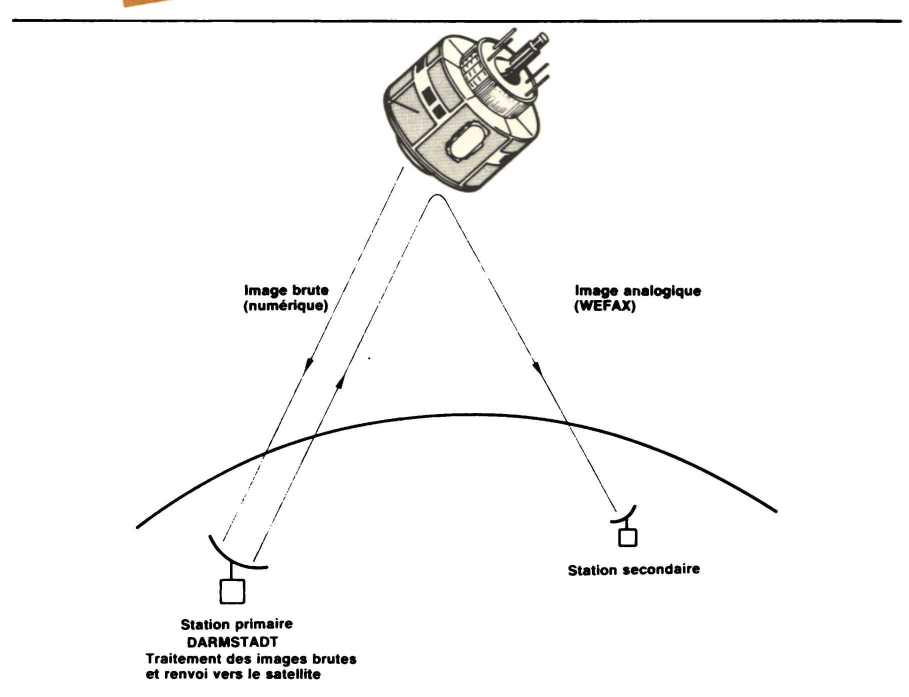


Fig. 1.

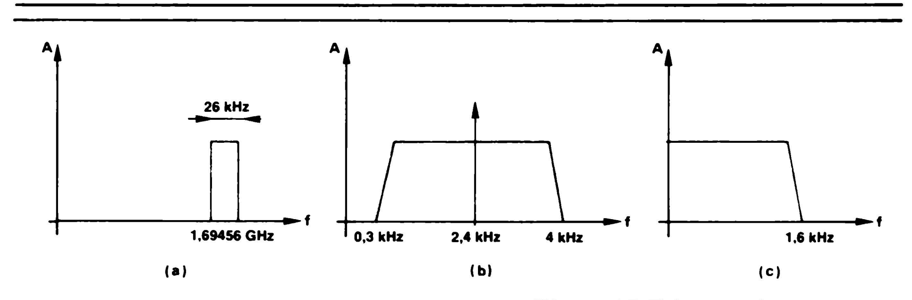


Fig. 2.



Photo 2. – La station de réception des images satellite.

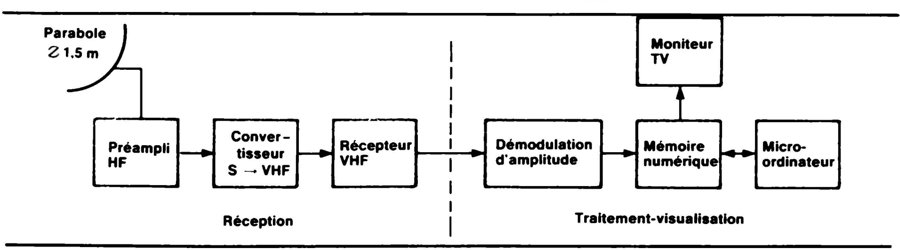


Fig. 3.

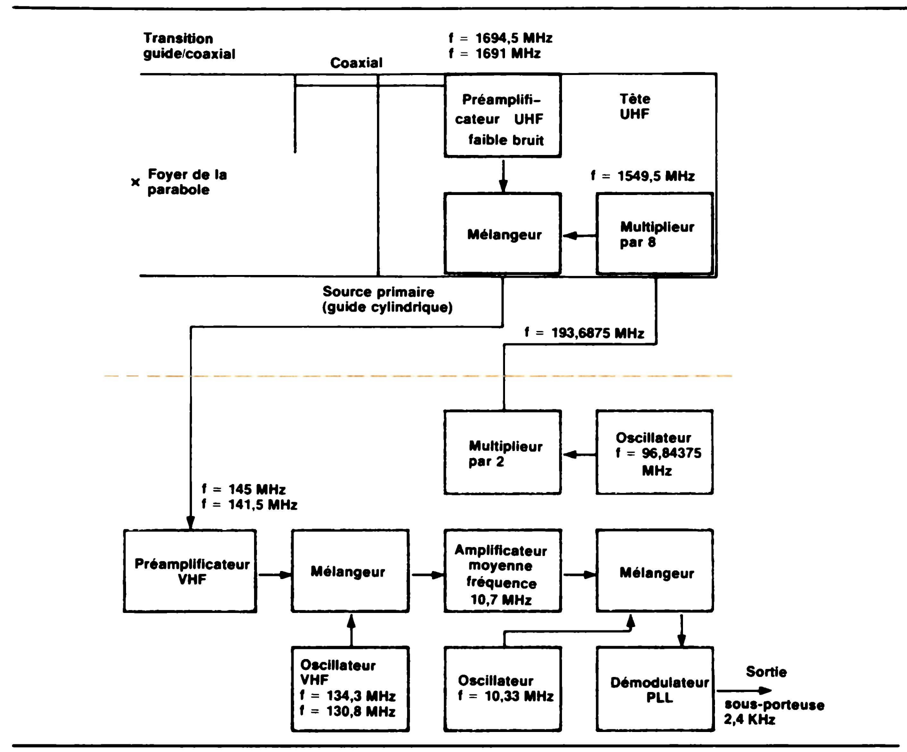


Fig. 4.

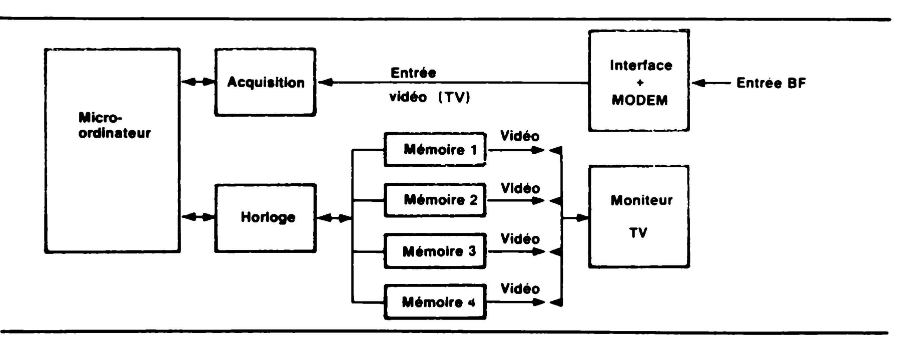


Fig. 5.

La liaison descendante vers les utilisateurs secondaires est en bande S (canal 1 sur 1,6 945 GHz et canal 2 sur 1,691 GHz), **fig. 1.**

La porteuse est modulée en fréquence avec une déviation maximum de 9 kHz et une largeur de bande de 26 kHz. La **figure 2** représente les spectres de la porteuse modulée (a), du signal modulant (WEFAX) (b) et du signal vidéo (c).

La station secondaire que nous avons réalisée se décompose en deux ensembles, l'un de réception, l'autre de traitement du signal et de visualisation **(fig. 3).**

Ensemble de réception

Pour fixer les caractéristiques de l'ensemble de réception, il est utile d'établir un bilan de liaison théorique. Dans ces calculs, nous négligeons les atténuations atmosphériques et les divers bruits externes au récepteur.

Nous avons tout d'abord utilisé une antenne parabolique dont les caractéristiques sont les suivantes :

- diamètre d = 1,5 mètre ;
- distance focale f = 0,64 mètre ;
- rendement η = 80 %.

Pour une longueur d'onde λ = 0,1775 mètre, le gain est :

$$g_r = \eta \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{\lambda}\right)^2 = 562$$

soit $G_r = 10 \log. (g_r) = 27{,}5$ dB

L'angle d'ouverture à 3 dB pour cette même antenne sera :

$$\theta_{3\,dB} \simeq \sqrt{\frac{25\,000}{g_r}} \simeq 6°$$

Avec un tel angle d'ouverture, le positionnement de l'antenne est encore facile.

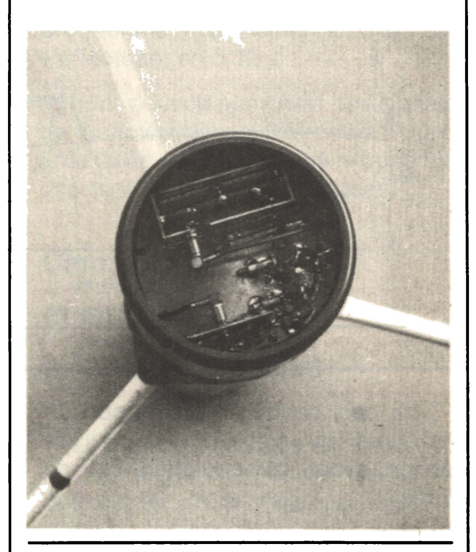


Photo 3. – Le préampli UHF.

● Calcul de la puissance reçue à l'entrée du récepteur.

Nous avons :

– Puissance isotropique rayonnée équivalente : (P.I.R.E.) : 48 dBm soit 63 W avec gain d'antenne émission ge = 1 ;

– distance entre le satellite et la station terrestre : D ≃ 36 000 km ;

$$P_R = P_E \cdot g_e \cdot g_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\,\pi D}\right)^2$$

soit : $P_R = -111$ dBm

● Calcul de la puissance de bruit à l'entrée du récepteur.

Nous avons :

- largeur de bande B = 30 kHz ;
- température T = 290 °K ;
- constante de **Boltzman** : $K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/°C ;

soit : $P_B = K \cdot T \cdot B$

et : $P_B = -129$ dBm

Nous avons d'autre part utilisé un transistor bipolaire (CG 126) dans l'étage préamplificateur dont le facteur de bruit est de 3 dB à la fréquence de travail.

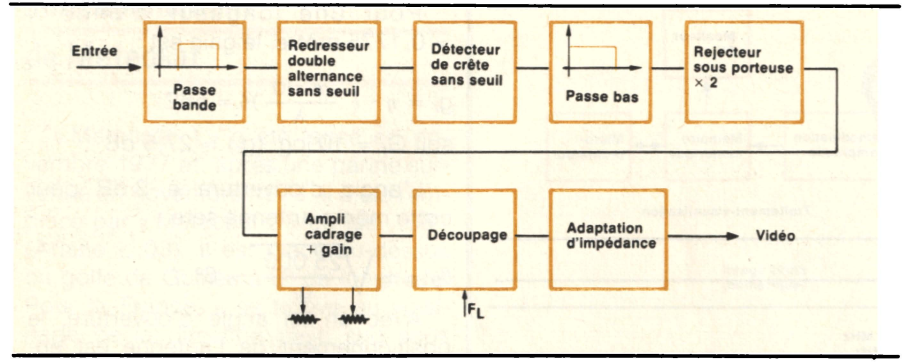


Fig. 6.

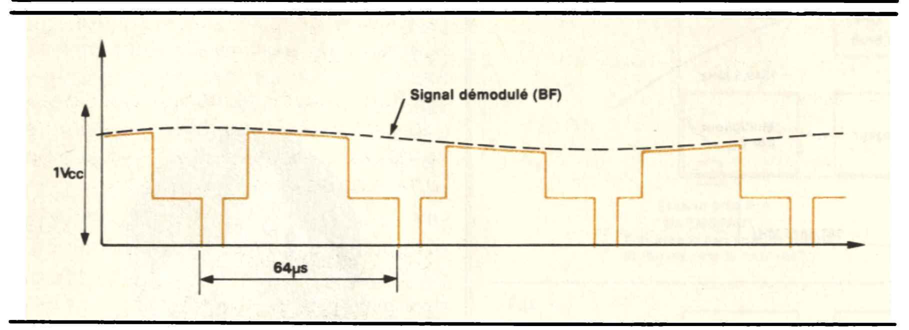


Fig. 7.

Tout ceci conduit à un rapport signal/bruit du signal moyenne fréquence avant démodulation FM de 15 dB.

Après démodulation, on obtient un rapport signal/bruit supérieur à 30 dB, résultat confirmé expérimentalement qui conduit à des images de bonne qualité.

Les premiers résultats très encourageants nous ont conduits à essayer une antenne parabolique de 70 cm de diamètre seulement et dont le gain est inférieur de 7 dB au gain de la précédente. Le rapport signal/bruit avant démodulation n'est plus que de 8 dB, mais le signal vidéo est encore exploitable avec environ 20 dB de rapport signal/bruit.

Ces résultats expérimentaux nous font penser qu'une antenne de 90 cm de diamètre, associée à un préamplificateur moderne utilisant des FET AsGa de très faible bruit (de l'ordre de 1 dB), doit être suffisante pour obtenir des images satisfaisantes.

Une telle antenne est peu encombrante et facilement orientable ($\theta_{3\,dB} \simeq 10°$).

Description du récepteur

Le récepteur à triple changement de fréquence est décrit à la **figure 4.** Afin de minimiser les pertes dans les diverses interconnexions, nous avons été amenés à regrouper les modules fonctionnant aux fréquences élevées le plus près possible de la source primaire constituée par un tronçon du guide d'onde circulaire.

Le préamplificateur UHF à faible bruit est connecté à cette source primaire par l'intermédiaire d'une transition guide-coaxial.

Les signaux UHF amplifiés sont transposés en VHF dans le premier mélangeur par un signal local (f = 1 549,5 MHz).

Pour des raisons de stabilité en température nous avons été conduits à scinder en deux la chaîne multiplicatrice de fréquence du 1er oscillateur local : le pilote à quartz et le 1er multiplicateur de fréquence sont placés dans le boîtier du récepteur VHF, tandis que les multiplieurs UHF se trouvent près du premier mélangeur au niveau de la tête UHF.

La partie VHF a la structure classique d'un récepteur FM et comprend : un préamplificateur VHF, un oscillateur VHF (F_1 = 134,3 MHz, F_2 = 130,8 MHz), un mélangeur et une moyenne fréquence sur 10,7 MHz de largeur de bande 30 kHz suivie d'une démodulation FM. Cette dernière fonction est réalisée par une boucle à asservissement de phase (PLL) autour de la fréquence f = 370 kHz obtenue par mélange de 10,7 MHz avec un 3e oscillateur local à f = 10,33 MHz.

Système de visualisation

Le système de visualisation **(fig. 5)** est constitué d'une mémoire d'images couplée à un micro-ordinateur cons-

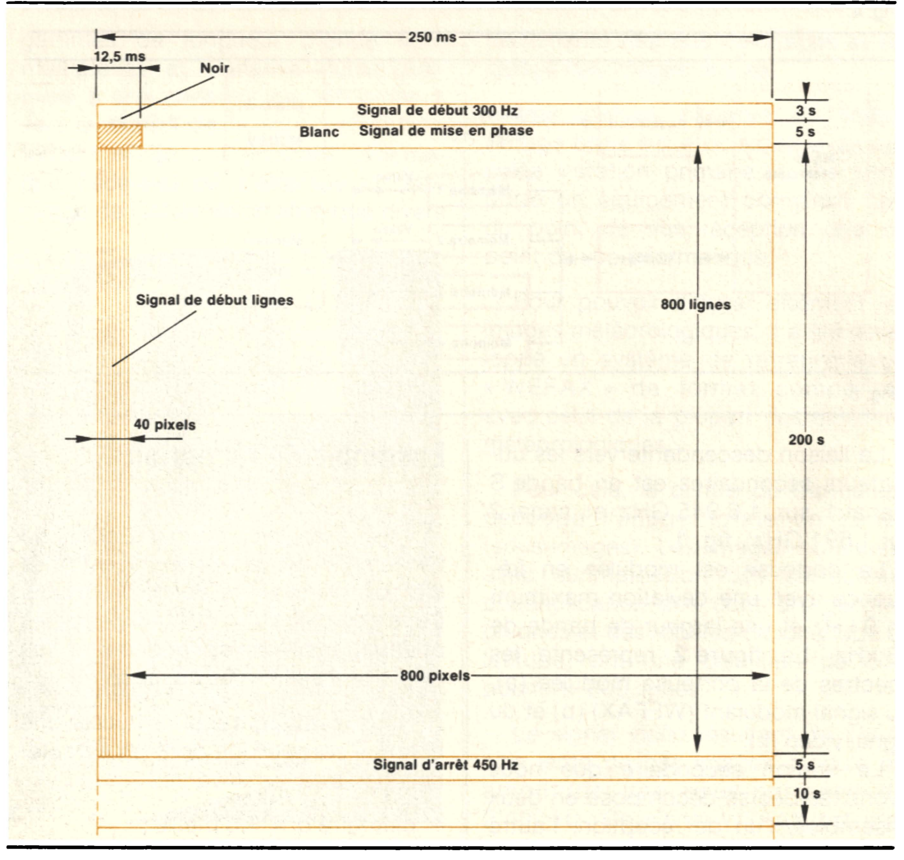


Fig. 8.



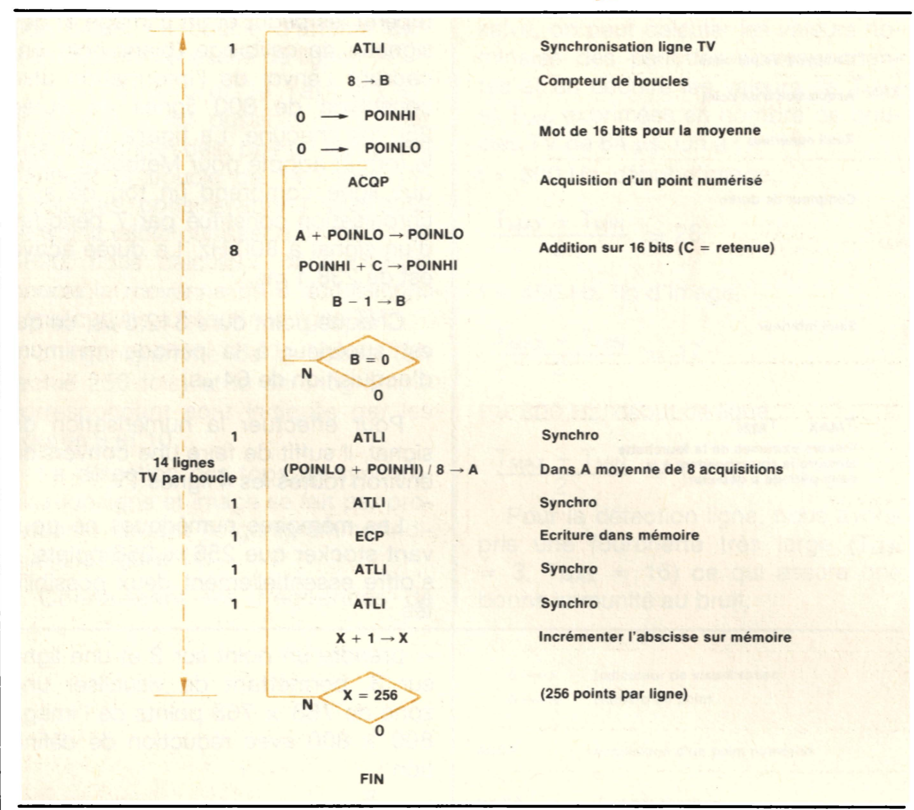


Fig. 9.

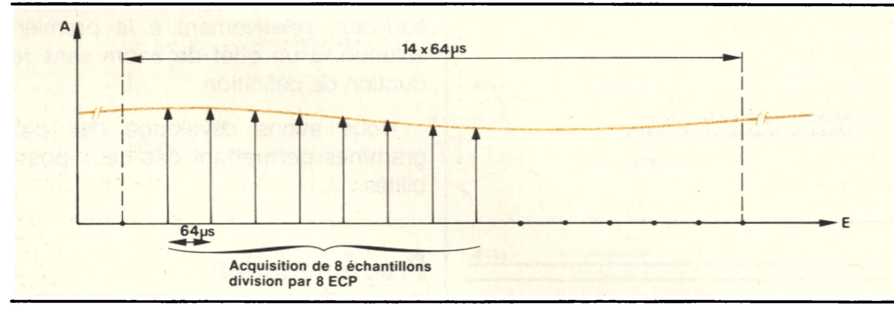


Fig. 10.

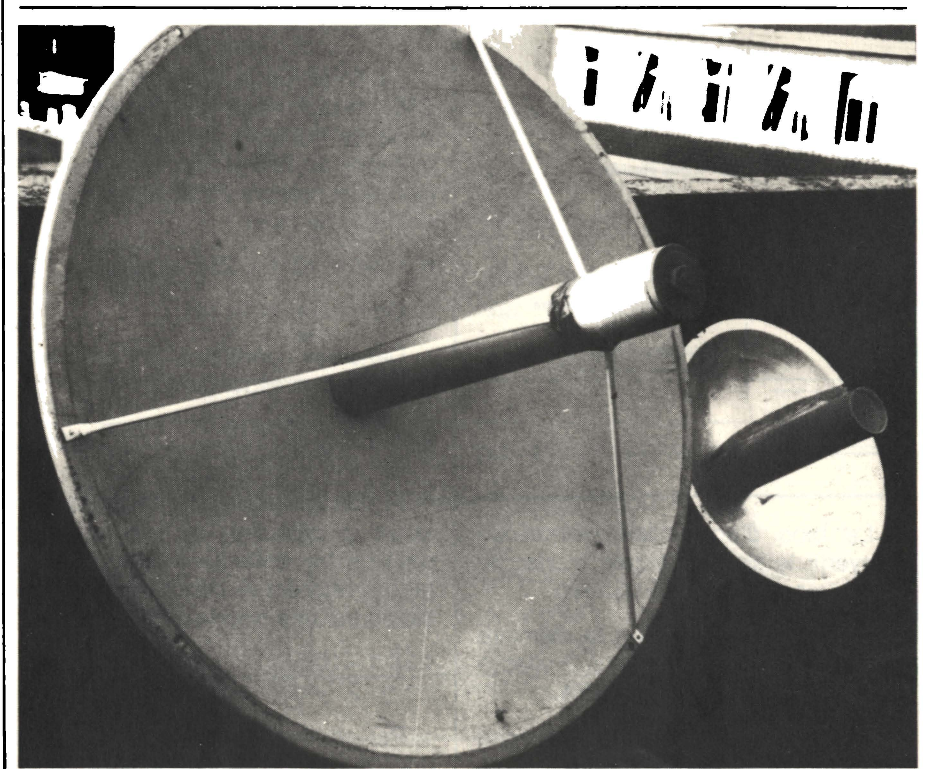


Photo 4. – Les antennes de réception expérimentales.

truit autour du microprocesseur MC 6800. Le bloc horloge fournit les signaux d'analyse des mémoires et assure l'interfaçage entre le micro-ordinateur et ces dernières. Il peut piloter jusqu'à 4 plans mémoires de capacité 256 × 256 × 6 bits chacun, permettant un stockage de 4 images à 64 niveaux de gris ou 24 images à 2 niveaux.

La carte d'acquisition permet de numériser un signal de télévision standard selon le principe du « balayage colonne par colonne », le transfert programmé des points en mémoire s'effectuant en 5,12 s.

Pour pouvoir numériser des signaux de caractéristiques différentes d'un signal vidéo, nous avons développé une interface associée à un modem.

Démodulateur et interface avec la mémoire numérique

Le rôle de l'interface est de découper le signal démodulé (basse-fréquence) et de le mélanger avec les signaux de synchronisation afin de former un signal composite compatible avec le bloc d'acquisition.

Le modem est adapté aux caractéristiques des signaux à traiter : ainsi, pour la SSTV (« Slow Scan Television »), une modulation de fréquence est adoptée, ce qui conduit à utiliser un démodulateur de type PLL, alors que le signal au format WEFAX est modulé en amplitude, nécessitant ainsi un démodulateur d'enveloppe.

Le schéma bloc de l'interface et du modem, spécialement développés pour Meteosat, est indiqué à la **figure 6.**

Le filtre passe-bande d'entrée a un gabarit adapté au spectre du signal reçu. Pour faciliter la démodulation, un redresseur double alternance sans seuil fournit un signal unipolaire modulé en amplitude à fréquence double (4 800 Hz) à un détecteur de crête dont la constante de temps de décharge est calculée pour un bon suivi des variations rapides de l'enveloppe.

Un filtre passe-bas du second ordre de largeur 1,6 kHz élimine une partie de la composante à fréquence 4 800 Hz qui est ensuite largement atténuée par un filtre réjecteur.

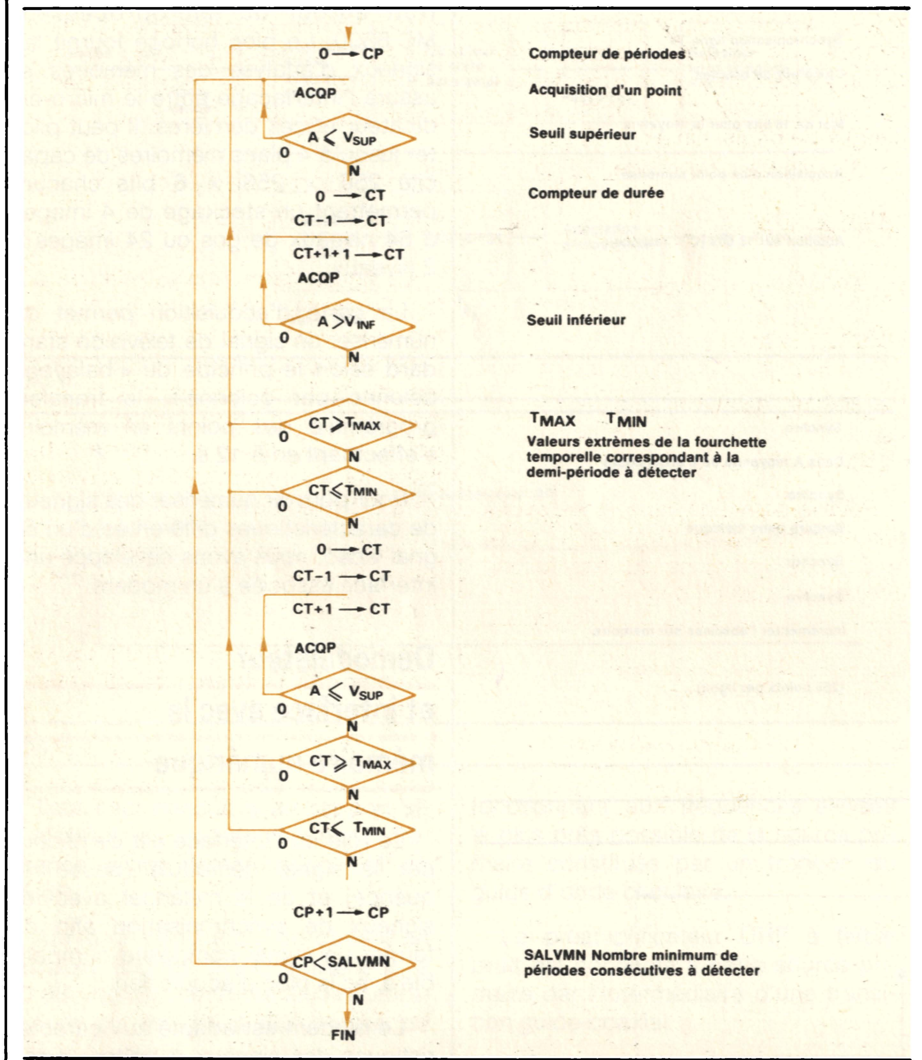


Fig. 11.

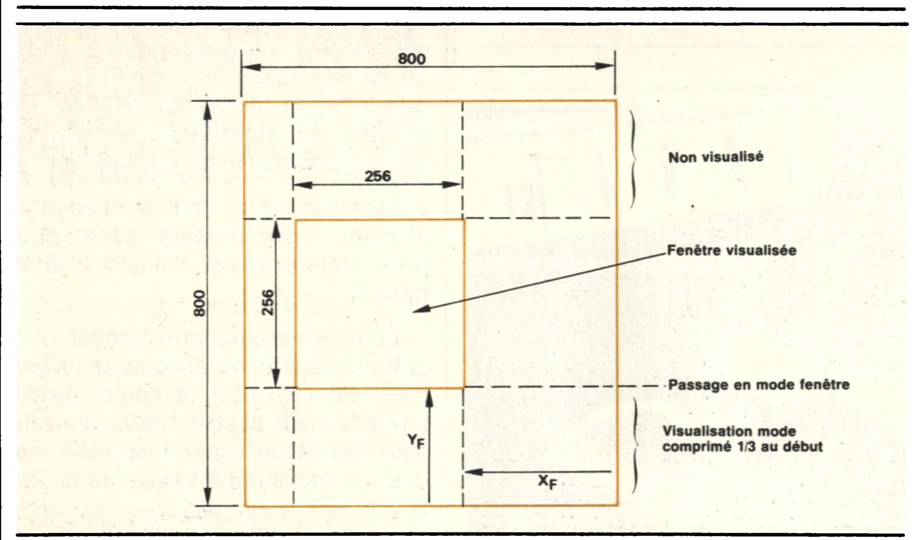


Fig. 12.

Le signal vidéo démodulé est appliqué à un amplificateur dont le rôle est de régler l'amplitude et la composante continue pour obtenir après découpage et mélange un signal composite normalisé (1 V_{cc}). Un adaptateur d'impédance permet d'attaquer une ligne 75 Ω standard. Le signal de sortie a l'allure indiquée par la **figure 7.**

Le bloc d'acquisition permet de convertir le signal d'entrée à une cadence maximum de 15 625 Hz.

La cadence d'accès à la mémoire étant identique, on en déduit la vitesse maximum de transfert possible.

Chaque image transmise comprend des séquences (salves) permettant de repérer les début et fin d'image et des signaux de calibrage (blanc-noir) encadrant l'envoi de l'information utile constituée de 800 lignes de durée 250 ms chacune. La **figure 8** montre le format adopté pour Meteosat. Chaque ligne comprend un top de synchronisation constitué par 7 périodes d'un signal à 800 Hz. La durée active est de 238,1 ms.

Chaque point dure 312,5 µs, ce qui est supérieur à la période minimum d'acquisition de 64 µs.

Pour effectuer la numérisation du signal, il suffit de faire une conversion environ toutes les 4 lignes TV.

Les mémoires numériques ne pouvant stocker que 256 × 256 points, il s'offre essentiellement deux possibilités :

– prendre un point sur 3 et une ligne sur 3, permettant de visualiser une zone de 768 × 768 points de l'image 800 × 800 avec réduction de définition ;

– prendre une « fenêtre » de 256 × 256 dans l'image totale, ce qui équivaut, relativement à la première solution, à un effet de zoom sans réduction de définition.

Nous avons développé des programmes permettant ces deux possibilités.

Programmation

Image compressée

La durée de la ligne utile étant de 238,1 ms, il s'agit de calculer la vitesse de transfert des points dans la mémoire de 256 × 256. Pour cela, on calcule le nombre entier N de périodes de 64 µs tel que :

$$N \times 64 \times 10^{-6} \times 256 \simeq 238{,}1 \times 10^{-3}$$

On trouve : N = 14

Dans ces conditions, on visualisera une zone correspondant à :

$$800 \times \frac{229{,}3 \times 10^{-3}}{238{,}1 \times 10^{-3}} \simeq 770 \text{ points}$$

Si l'on introduit une temporisation après la détection du top ligne, on peut centrer cette zone sur l'image : il faudra retarder le début de la visualisation par une boucle de durée :

$$\frac{238{,}1 - 229{,}3}{2} = 4{,}4 \text{ ms}$$

Par commodité, on choisit comme unité de temps la période ligne télévi-



sion 64 µs. La boucle d'attente correspondante nécessite 69 lignes TV.

Pour améliorer le rapport signal/bruit, il est possible d'effectuer une moyenne des points numérisés pendant la boucle de 14 lignes TV. Pour des considérations pratiques liées à la faible puissance de calcul du 6800, nous calculons dans chaque boucle la moyenne de 8 acquisitions consécutives à fréquence ligne TV.

L'organigramme de la boucle (effectué 256 fois) et le chronogramme correspondant sont indiqués par les **figures 9 et 10.**

La détection des tops de synchronisation ligne et image se fait par programme suivant l'organigramme indiqué à la **figure 11.**

Connaissant les fréquences de salve, on peut calculer les valeurs nominales des périodes correspondantes et en déduire les valeurs de T_{MAX} et T_{MIN} exprimées en nombre de boucles TV de 64 µs. On a :

f = 300 Hz, début d'image,

$$\frac{T_{MAX} + T_{MIN}}{2} \simeq 26$$

f = 450 Hz, fin d'image,

$$\frac{T_{MAX} + T_{MIN}}{2} \simeq 17$$

f = 800 Hz, début de ligne

$$\frac{T_{MAX} + T_{MIN}}{2} \simeq 10$$

Pour la détection ligne, nous avons pris une fourchette très large (T_{MIN} = 3, T_{MAX} = 16) ce qui assure une bonne immunité au bruit.

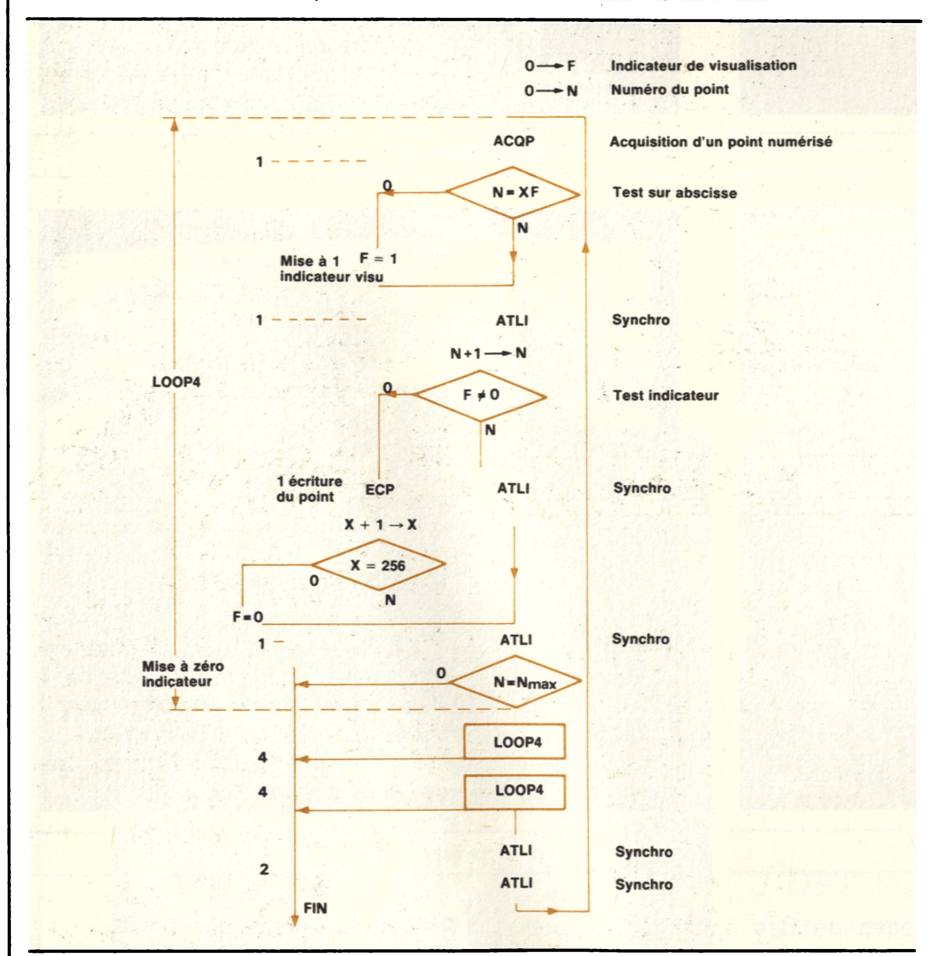


Fig. 13.

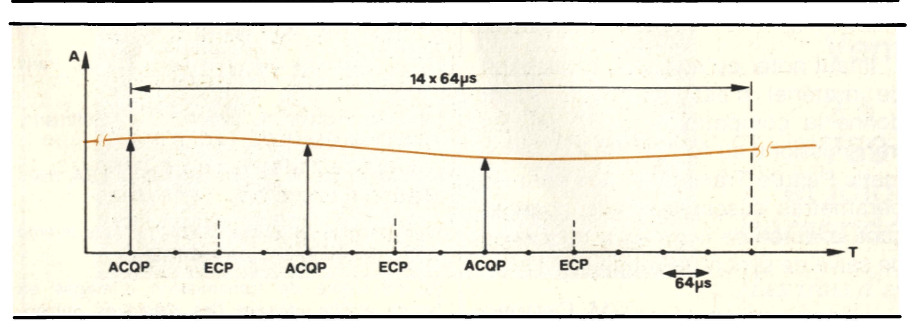


Fig. 14.

L'utilisation du mode de fonctionnement en défilement vers le bas (« scroll down ») ne nécessite pas la détection des tops images.

Fonctionnement en « mode fenêtre »

La **figure 12** montre le principe de fonctionnement de ce mode. La visualisation est faite en deux phases ; l'une affiche au départ (jusqu'à l'arrivée de la ligne Y_F) les points avec compression, l'autre affiche 256 points et 256 lignes à partir de l'abscisse X_F en recouvrant la zone qui vient d'être écrite.

Durant la première phase, la boucle d'acquisition est analogue à celle présentée en **figure 9.**

Durant la 2ᵉ phase, la boucle est conforme à l'organigramme représenté en **figure 13.**

On retrouve une boucle de 14 périodes lignes télévision divisée en 3 fois : 4 (LOOP4) + 2.

L'indicateur d'autorisation d'écriture est mis à 1 lorsque N = X_F et passe à 0 après l'écriture des 256 points.

Le chronogramme correspondant est représenté à la **figure 14.**

Résultats expérimentaux

Les différentes sous-images correspondant au découpage du globe terrestre transmises selon le standard WEFAX sont indiquées en **figures 15** et **16.**

Deux images consécutives se succèdent toutes les 4 minutes. L'*Agence Spatiale Européenne (ESA)* diffuse aux utilisateurs les horaires de transmission. Il est donc possible de sélectionner à l'avance le type d'image que l'on désire recevoir.

Ainsi la zone européenne est concernée principalement par les formats D2 (infrarouge), C2D (visible) et C2-C3 (visible).

Les photographies que nous présentons montrent ces images visualisées sur un moniteur de télévision standard. Le dispositif expérimental comprenait dans la phase de développement une mémoire numérique et un système de développement pour microprocesseur MC 6800 de *Motorola* (« Exorciser »).

Quelques images de la couverture nuageuse de l'Europe reçues de Meteosat.

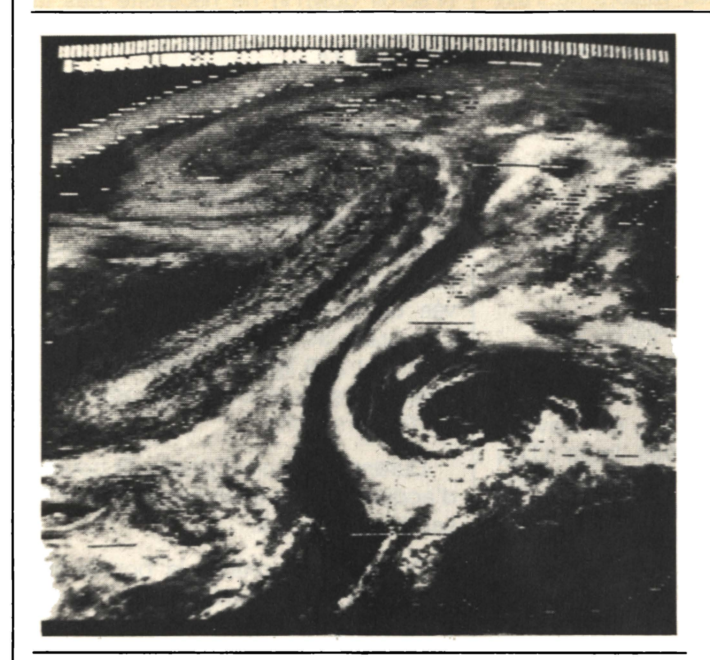


Photo 5. – Image au format C2.

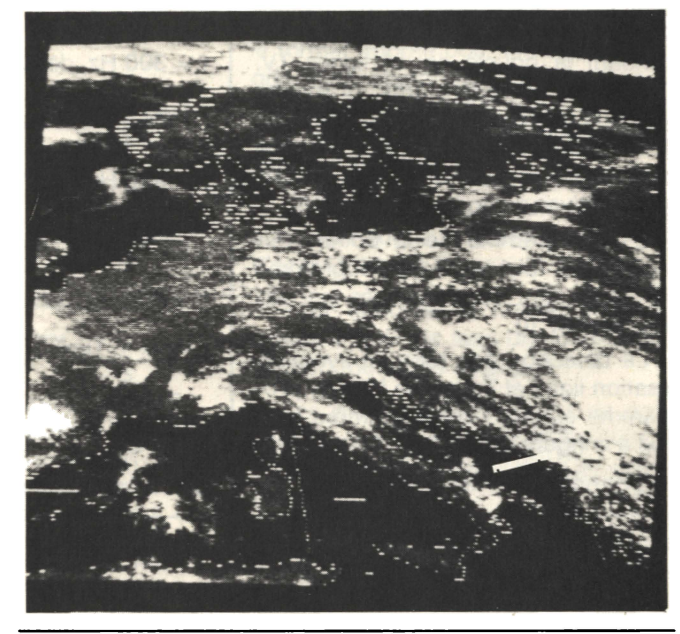


Photo 6. – Image au format C3.

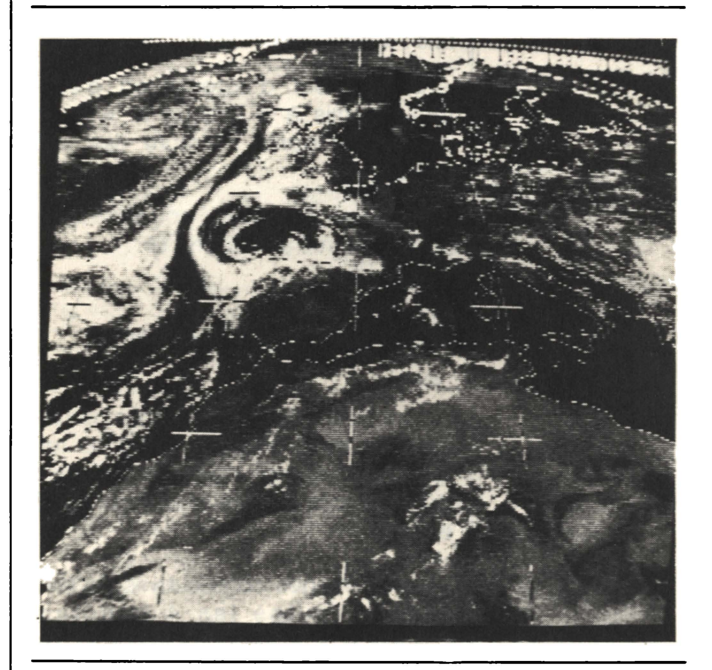


Photo 7. – Image au format C2D visible.

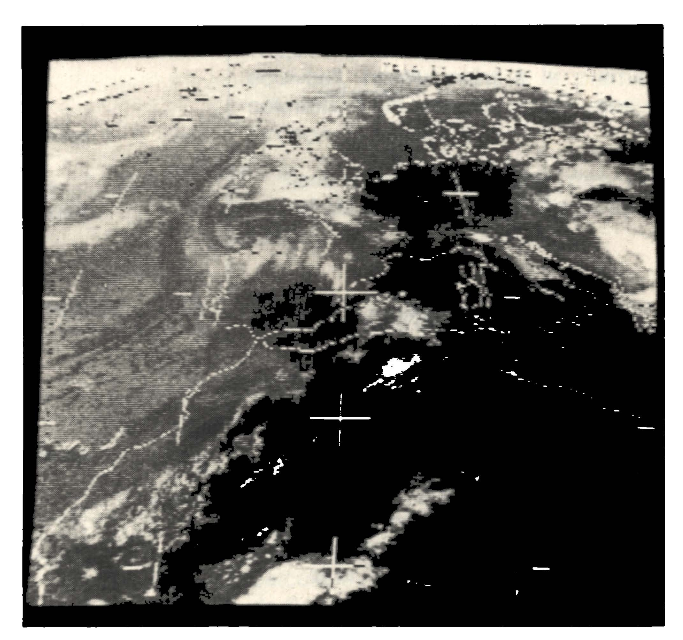


Photo 8. – Image au format D2, infra-rouge.

A l'heure actuelle, nous remplaçons le système de développement par un système autonome composé de deux cartes :

– une carte regroupe le microprocesseur, une mémoire vive (RAM) et la mémoire morte (PROM) sur laquelle est figé le programme ;

– l'autre carte comprend les PIA (« Peripheral Interface Adapter ») de liaison avec la mémoire numérique.

Un petit clavier de fonction sélectionne les différents modes. Nous prévoyons l'extension de la station à la réception des satellites « à défilement » (Tiros, Meteor) dont la diffusion se fait dans la bande VHF (137-138 MHz).

Il faut noter qu'aucune modification de matériel n'est nécessaire étant donné la compatibilité de toutes les transmissions au format APT (« Automatic Picture Transmission ») dont les paramètres susceptibles de changer sont la durée de ligne et la fréquence de salve de synchronisation.

M. Cattoën

Bibliographie

[1] « Introduction to the meteosat system ». *ESA SP 1041*, novembre 1981.

[2] L. Thourel, « Les antennes », *Dunod*, Paris 1971.

[3] « Transmission du signal », J.-C. Hoffmann, *ENAC* Toulouse, 1971.

[4] « Meteosat WEFAX transmission » *ESA*, mars 1980.

[5] « Mémoire numérique d'image », *note interne GTTSI* (M. Cattoen, mars 1980).

[6] « Système de transmission d'images en bande étroite utilisant des mémoires numériques », (J. Bajon, M. Cattoen), *Congrès Telemat 81*, Marseille, p. 25-27 mai 1981.

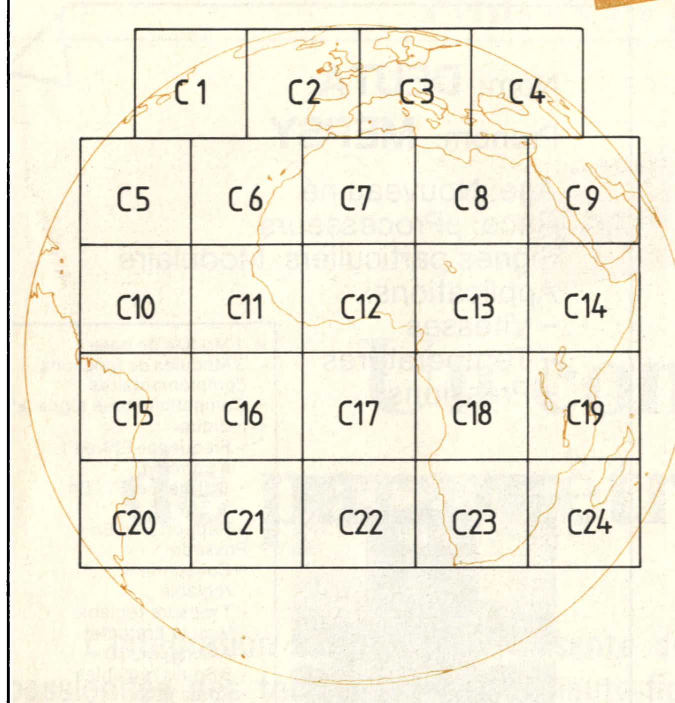


Fig. 15 (à gauche) et 16 (à droite).



SERVICE-LECTEURS N° 216

Nom: **DEUTA**
Prenom: **MEPSY**
Age: Nouveau né
Race: μProcesseurs
Signes particuliers: Modulaire
Applications:
- Vitesses
- Temperatures
- Pressions

- 1 Module de base
- 3 Modules de fonctions complémentaires
- Compatible "tous signaux"
- Indique :
  - Fréquence Entrée 1 à Entrée n
  - Différence E1 - En
  - % E1 / En
  - Rapport E1 / En
- Possède :
  - Constante K réglable
  - T mesure réglable
  - Virgule flottante
  - Affichage LCD
  - 8 Seuils réglables
  - Sortie BCD
  - Test en fonctionnement

DEUTA-FRANCE S.a.r.l.,
Tél. (23) 72.53.80
Z.I. des Sablons, 02600 Villers-Cotterets
Télex : 210311 F code 388

SERVICE-LECTEURS N° 206



NOUVELLE GÉNÉRATION RETEX DE COFFRETS PROFESSIONNELS

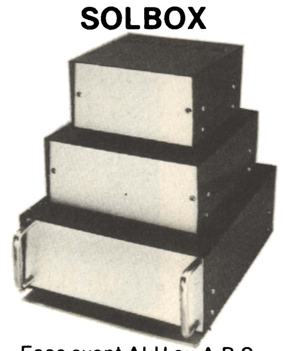
PUPITRE PLASTIQUE

ABOX
Face avant ALU



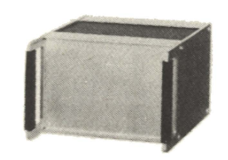
POLYBOX
plastique

SOLBOX



Face avant ALU ou A.B.S.
avec support pour C.I.

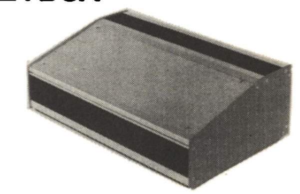
OCTOBOX



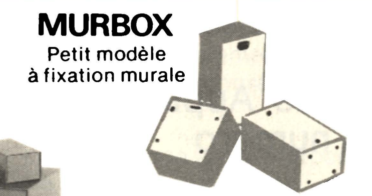
avec ou sans poignée.
Hauteur 80 - 100 - 130
en ALU EXTRUDÉ anodisé
larg. : 150 à 400, Prof. 150 à 300.

PUPITRE MÉTALLIQUE

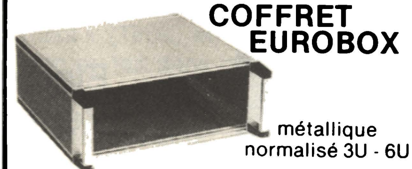
DATABOX
KEYBOX



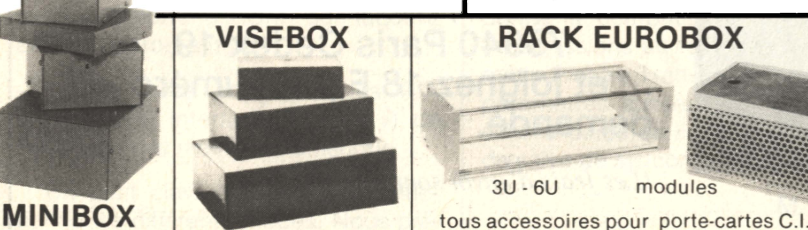
MURBOX
Petit modèle
à fixation murale



COFFRET EUROBOX



métallique
normalisé 3U - 6U



MINIBOX **VISEBOX** **RACK EUROBOX**

3U - 6U modules
tous accessoires pour porte-cartes C.I.

MÉTALLIQUE - ALU - PLASTIQUE
construction robuste - finition soignée
pour cartes C.I. normes européennes
Sur demande : fabrications spéciales, usinages, perçages, sérigraphies.

RETEX-FRANCE
Service technique et commerciaux :
Le Dépôt Electronique
84470 CHÂTEAUNEUF DE GADAGNE
Télex 431 614 F - Tél. : (90) 22.22.40

SERVICE-LECTEURS N° 207



Un contrôleur de paramètres « audio »

L'intégration sans cesse croissante des circuits linéaires permet maintenant aux passionnés des techniques audio (haute-fidélité, autoradios, téléviseurs, ou autres) de réaliser un circuit de contrôle des paramètres de base d'un amplificateur-préamplificateur stéréophonique (tonalité, volume, balance, loudness) à partir de tensions continues, et cela dans un faible encombrement. Deux circuits, maintenant disponibles, sont en effet prévus à cette intention chez National Semiconductor, les LM 1035 et LM 1036 qui ne diffèrent que par leurs caractéristiques de bruit.

Les mérites de l'intégration

Intégrer, miniaturiser, telles sont actuellement les directives suivies par la technologie. Et, si l'on voit couramment plusieurs dizaines de milliers de transistors intégrés dans un boîtier pour réaliser des microprocesseurs, dans le domaine audio, il n'y a que peu de composants intégrant plusieurs fonctions ; parfois même, les circuits de tonalité sont encore à transistors. Les deux circuits de *NS* dont nous allons parler dans cet article présentent l'intérêt de n'avoir qu'un seul élément actif et de réaliser une implantation simple dans un encombrement réduit (le boîtier possède 20 broches réparties sur une largeur classique de 7,62 mm soit 3 pas de 2,54 mm), tout en effectuant les contrôles de tonalité, de volume, de balance et de correction physiologique (loudness) sur les deux canaux d'un amplificateur-préamplificateur stéréophonique.

Bien entendu, pour une vraie haute-fidélité, il faudra réaliser les correcteurs classiques du préamplificateur (RIAA, NAB,...) avec des filtres à amplificateurs opérationnels, par exemple.

Cinq commandes pour un circuit intégré

Les LM 1035 et LM 1036 sont, en fait, deux circuits intégrés, commandés en tension, à cinq paramètres : volume, balance, correcteur physiologique (loudness), correcteur de graves et correcteur d'aigus. Destinés principalement à des applications audio (amplificateurs stéréophoniques, télévision,...) ils peuvent également être utilisés bien au-delà des fréquences audibles, puisque leurs réponses en fréquence, plates jusqu'à 16 kHz, décroissent de 1 dB jusqu'à 250 kHz, ce qui est remarquable et permet la réalisation d'égaliseurs à large bande **(fig. 1)**.

Alimentés par une tension pouvant être comprise entre 8 et 18 V pour le modèle LM 1035, ou entre 8 et 14 V pour le modèle LM 1036, ils ne comportent, en fait, que quatre entrées de commandes en tension qui sont : celle des graves, celle des aigus, celle de volume et celle de balance. La correction physiologique (loudness) est réalisée en agissant sur les correcteurs de tonalité (graves et aigus) par une autre tension continue dépendant du contrôle de volume.

Chaque tension continue de commande est obtenue par un système commun de télécommande, ou bien directement par un potentiomètre polarisé à partir d'une tension régulée par une diode Zener intégrée sur la puce du circuit. De plus, chaque réponse en tonalité est définie d'après la valeur du condensateur choisi à cet effet, et qui peut être déterminée à partir de courbes.

Le signal d'entrée, que ce soit celui de la voie gauche ou celui de la voie droite, attaque le circuit interne de volume, dont la commande se fait sur une dynamique de 80 dB ; puis il est filtré par les deux circuits parallèles de correction des graves et des aigus, ceux-ci agissant à ± 15 dB, à partir du zéro relatif à niveau constant (volume). Enfin, le signal d'entrée passe par le circuit doseur de la balance et sort définitivement du boîtier pour aller attaquer l'étage d'amplification désiré par l'utilisateur.

Fabriqués pour le grand-public (gamme de température de 0 à 70 °C), ces circuits ont une séparation des canaux de 75 dB, une faible distorsion (0,05 % typique pour un niveau d'entrée de 1 V RMS), et ont un bon rapport signal/bruit (80 dB typique pour le LM 1035 et 81 dB pour le

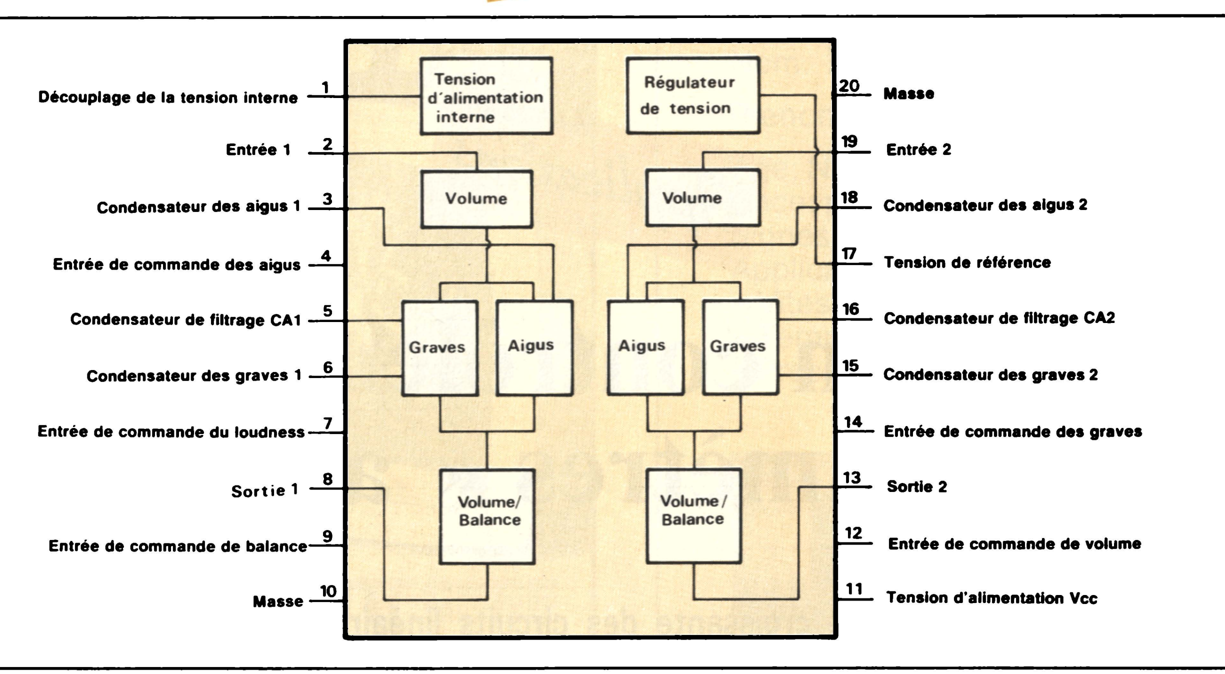


Fig. 1. – Organisation interne, par fonctions, des circuits LM 1035 et LM 1036 de National Semiconductor.

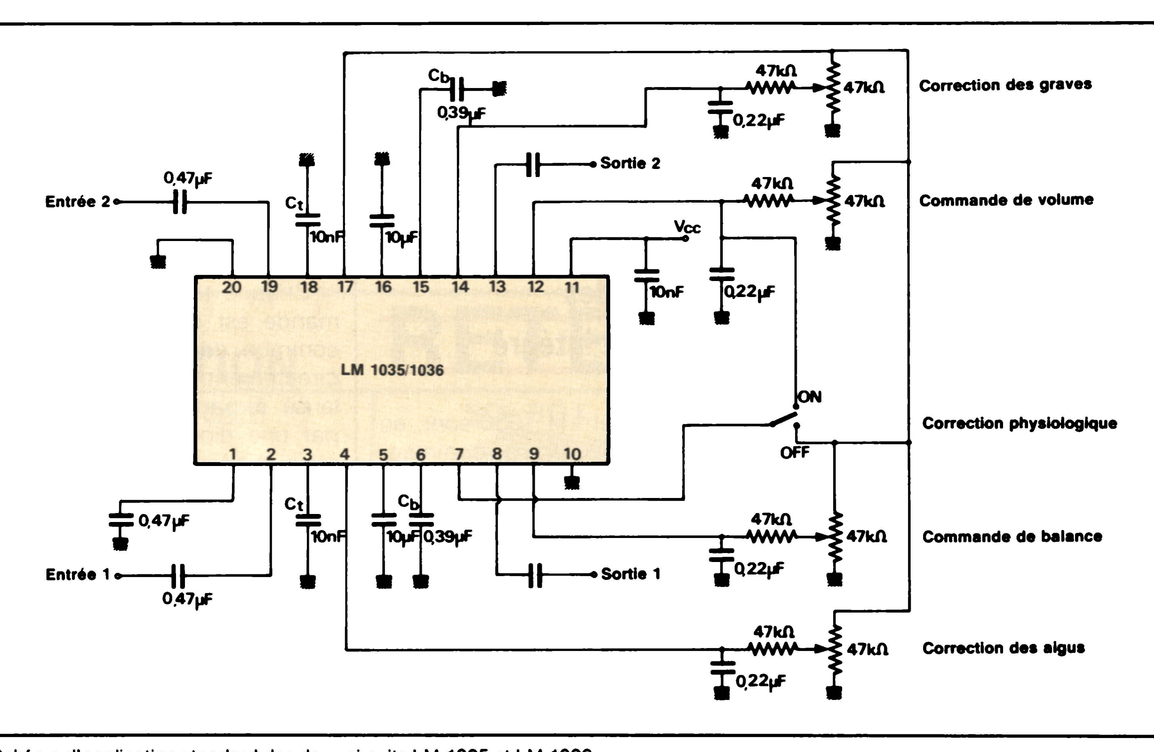


Fig. 2. – Schéma d'application standard des deux circuits LM 1025 et LM 1036.

LM 1036, valeurs non pondérées obtenues à gain maximal entre 100 Hz et 20 kHz). Signalons aussi que le niveau de bruit à la sortie pour un gain minimal est de 25 µV pour LM 1035, et de 7 µV pour le LM 1036 (valeurs typiques).

Les commandes de tonalité

Une optimisation des corrections de tonalité peut être obtenue pour toute application **(fig. 2)**, en calculant les valeurs appropriées des condensateurs Ct (aigus) et Cb (graves). Pour une application classique audiofréquence, les valeurs standard du schéma sont suffisantes (Ct = 0,01 µF et Cb = 0,39 µF, **fig. 3**). Cependant, afin de permettre à chacun d'adapter l'ensemble à son oreille, ou de racalculer les valeurs audelà du domaine audible, nous donnons ci-après les formules des fonctions de transfert :

– correction des graves : Tg(jω)

$$= \frac{1 + \dfrac{0{,}00065\,(1 - ab)}{j\omega Cb}}{1 + \dfrac{0{,}00065ab}{j\omega Cb}}$$

– correction des aigus : Ta(jω)

$$= \frac{1 + j\omega\, 5500\,(1 - at)\,Ct}{1 + j\omega\, 5500at\,Ct}$$

dans lesquelles ab = at = 0 pour un relèvement maximal des graves et des aigus, ou bien ab = at = 1 pour une atténuation maximale. Pour les valeurs du schéma : Cb = 0,39 µF et Ct = 0,01 µF, nous obtenons un relève-

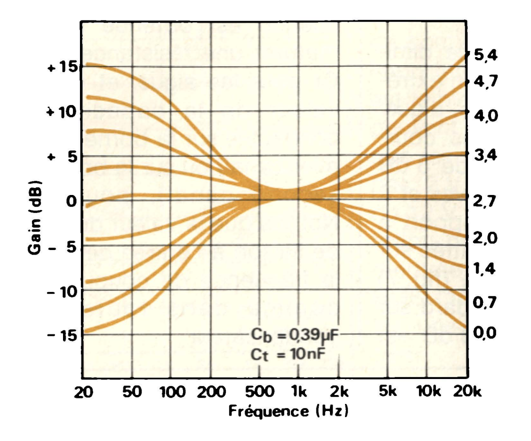
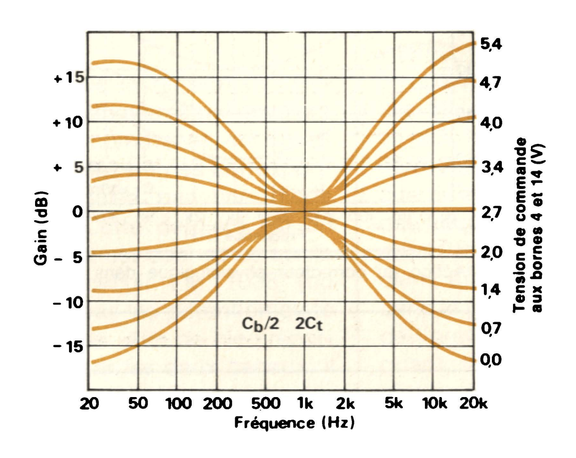


Fig. 3. – Action des correcteurs de tonalité avec les valeurs standard de Cb et Ct (respectivement 0,39 µF et 0,01 µF).

Fig. 4. – On retrouve les mêmes courbes, quelle que soit la fréquence centrale. Ainsi, pour 10 kHz : Cb = 0,039 µF et Ct = 0,001 µF, l'action est identique et l'on pourra se référer aux figures standard en multipliant les fréquences par 10.



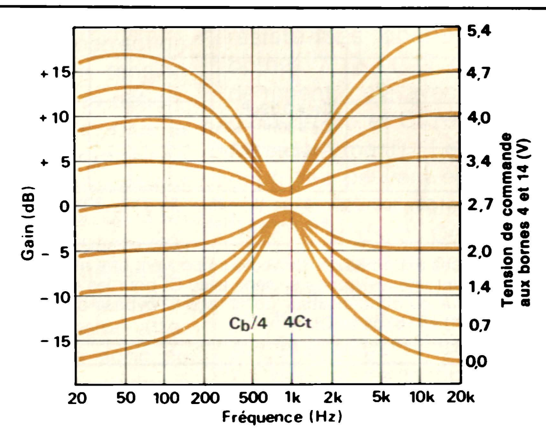
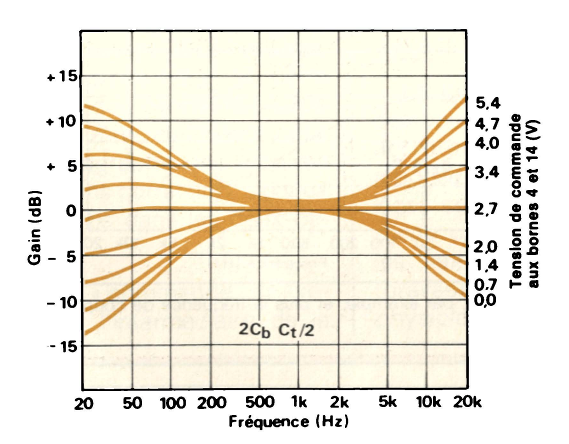


Fig. 5. – Une action plus ou moins accentuée des correcteurs peut être volontairement donnée au circuit, en fonction des valeurs de Cb et Ct...



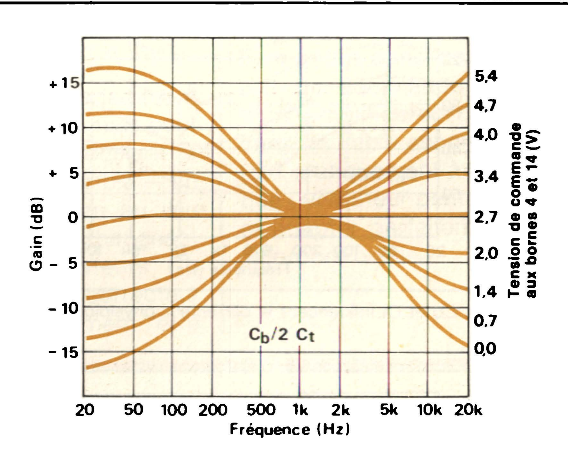


Fig. 6. – ... que ce soit en augmentant ou en diminuant l'effet, ou même en n'agissant que sur les graves (par exemple).

ment, ou une atténuation, de 15 dB, soit ± 15 dB autour du zéro relatif, aux fréquences de 40 Hz et de 16 kHz ; et cela centré sur 1 kHz environ.

Notons au passage que, si l'utilisateur travaille à des fréquences plus hautes, il peut centrer l'action des correcteurs sur n'importe quelle fréquence, et il retrouvera les mêmes caractéristiques décalées en fréquence. Par exemple, un correcteur centré sur 10 kHz, soit donc pour des valeurs Cb = 0,039 µF et Ct = 0,001 µF, effectuera les ± 15 dB à 400 Hz et à 160 kHz **(fig. 4)**.

Les courbes données par le constructeur montrent des exemples de réponses en fréquences pour des valeurs fixes de Cb et Ct. La première est la courbe standard avec les valeurs citées dans les quelques lignes précédentes. La seconde est donnée pour Cb/2 et 2 Ct, la troisième pour Cb/4 et 4 Ct, la quatrième pour 2 Cb et Ct/2 et la cinquième pour Cb/2 et Ct.

Nous remarquerons ainsi qu'en diminuant la valeur de Cb, la fréquence de coupure des graves augmente ; la correction des graves commencera donc à agir plus haut en fréquence.

De même, en augmentant Ct, la fréquence de coupure des aigus baisse, d'où une correction des aigus à des fréquences plus basses. Inversement, en augmentant Cb, la correction des graves est moindre, et en diminuant Ct, il en est de même pour les aigus. Bien sûr, chaque partie de chacune des courbes peut se recombiner **(fig. 5 et 6).** Ainsi, en exemple, nous donnons la cinquième courbe de tonalité qui combine un accroissement de la correction des graves (Cb/2) avec un réglage standard des aigus (Ct).

Il est également possible de diminuer l'action des corrections en extrêmes graves ou en extrêmes aigus. C'est-à-dire qu'en gardant les courbes précédentes, une perte de 3 dB aura lieu à 20 Hz pour les graves et à 20 kHz pour les aigus, par rapport à celles-ci. Cette action est montrée sur la sixième courbe de tonalité **(fig. 7)** qui superpose la courbe standard sur celle où une atténuation de 3 dB est créée à 20 Hz et à 20 kHz. Cette atténuation est obtenue simplement en mettant une résistance en série avec Ct pour les aigus, et en réduisant la valeur de la capacité de filtrage connectée sur la borne 5 (pour le premier canal) ou sur la borne 16 (pour le second canal), pour les graves. Notons que la valeur du condensateur de liaison à l'entrée déterminera aussi la fréquence de coupure des graves, comme dans toute liaison par condensateur.

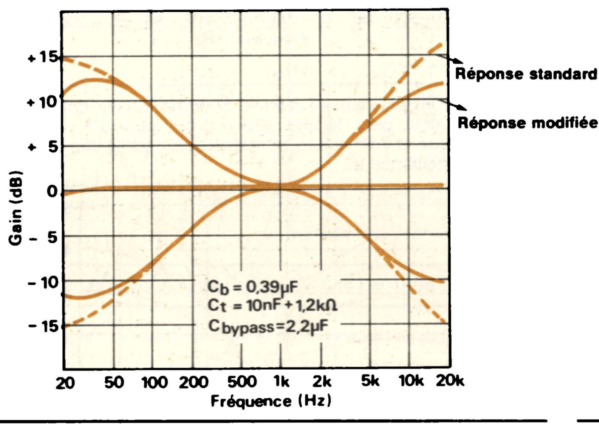


Fig. 7. – Les fréquences extrêmes des correcteurs peuvent être atténuées de 3 dB en incorporant une résistance en série avec Ct pour les aigus, et en diminuant la valeur du condensateur de filtrage C bypass connecté aux bornes 5 (canal 1) et 16 (canal 2).

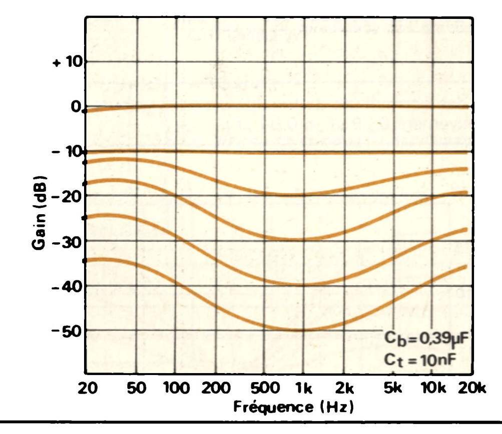
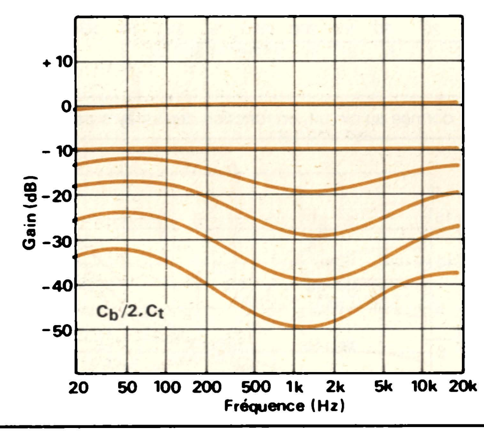


Fig. 8. – Action du correcteur physiologique dans le cas du circuit standard.



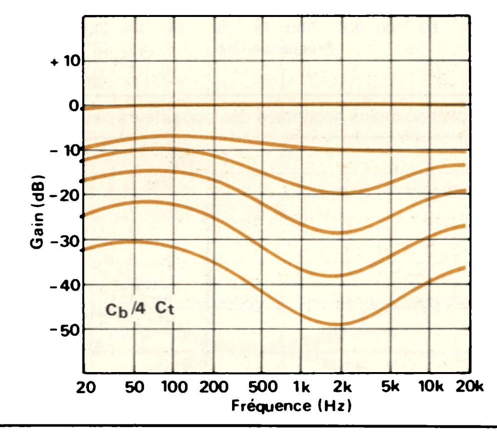
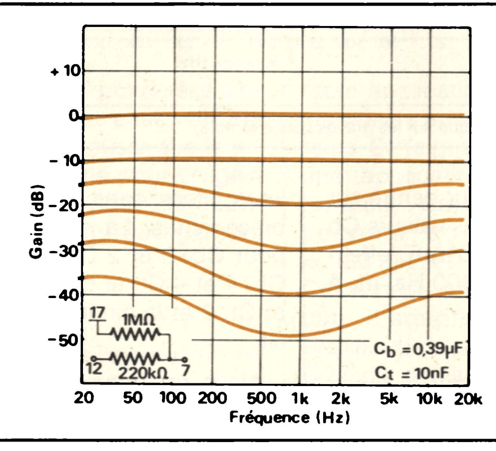


Fig. 9. – Les valeurs Cb et Ct influencent le correcteur physiologique. Plus Cb est faible, par exemple, et plus la fréquence de coupure des graves est haute.



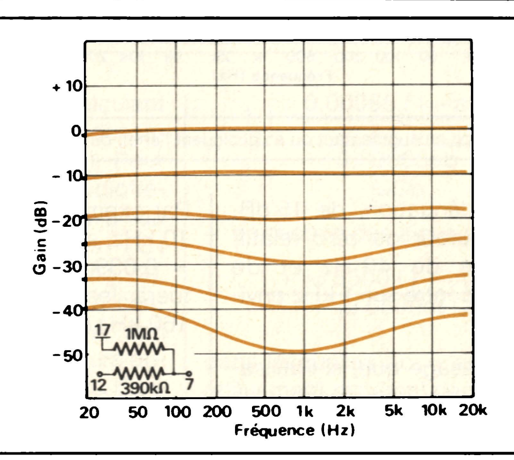


Fig. 10. – L'action du filtre de « loudness » peut être amoindrie en incorporant un réseau de résistances entre les bornes 7, 12 et 17 : 1 MΩ entre 7 et 17, 220 kΩ entre 7 et 12 (figure de gauche), ou 1 MΩ et 390 kΩ (figure de droite).

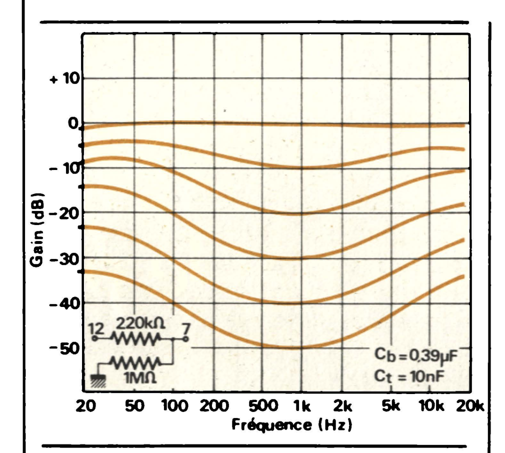


Fig. 11. – Un large creux dans le médium peut se créer en reliant la borne 7 à la masse par une résistance de 1 MΩ, et à la borne 12 par 220 kΩ.

Les autres commandes

Rappelons que la tension de référence des potentiomètres qui envoient les tensions de commande continues appropriées sur les bornes correspondantes, est régulée par une diode Zener interne. Cette dernière est un modèle 5,4 V, et est connectée sur la borne 17 du circuit LM 1035 (ou LM 1036), où tous les potentiomètres doivent être reliés. Afin de bien répartir les tensions sur les deux canaux, il faudra donc mettre des potentiomètres de mêmes valeurs pour les contrôles de tonalité et la balance ; il faudra aussi ajuster l'ensemble de façon à obtenir la moitié de la tension – soit 2,7 V – à mi-course des potentiomètres, qui doivent être linéaires. Appliquée aux bornes 4,9 et 14, cette tension de 2,7 V doit donner la courbe de référence du zéro relatif dont nous parlions au paragraphe des tonalités (courbe plate sans correction, signaux également répartis dans les deux canaux).

La fonction « commande de volume » agit par l'intermédiaire de la borne 12, en même temps sur les deux canaux. Elle comprend un circuit de soutien au signal en cas de bruit important lorsque le niveau du signal est faible. Toutes les valeurs indiquées peuvent être changées du moment que les niveaux de sortie n'excèdent pas 2 V RMS pour une alimentation de 12 V, ou 1 V RMS pour une alimentation de 8 V. De même, les signaux d'entrée doivent être inférieurs à 2 V RMS (12 V en alimentation) pour éviter une saturation des étages d'entrée.

Quant au correcteur physiologique (loudness), l'action se porte sur la borne 7 vers laquelle une tension continue est envoyée. Celle-ci est fixe et dépend du réglage de volume. Si la borne 7 est connectée à la tension de référence régulée par la diode Zener interne, il n'y a aucune correction physiologique. Mais si cette tension décroît, la correction entre en action, et plus la tension sera faible, plus la correction sera importante (rappelons que celle-ci agit par un réhaussement des fréquences graves/aigus, ou à un affaiblissement des fréquences du médium, afin de compenser l'atténuation dans le grave et dans l'aigu, au niveau de l'oreille humaine). La tension attaquant, la borne 7 dépendra donc du niveau de volume d'où sa connexion à la borne 12 lorsqu'une correction est désirée. C'est pourquoi un inverseur commutera la borne 7 soit à la tension de référence de la diode Zener (sans action du correcteur physiologique), soit à la borne 12 (correction active).

Le loudness agit indépendamment des correcteurs de tonalité, mais peut accroître leur action en modifiant la réponse de base de l'ensemble – un léger creux dans le médium au lieu d'une courbe plate – en changeant les valeurs des condensateurs Cb (graves) et Ct (aigus). Le correcteur physiologique peut également être modifié en incorporant un réseau de résistances entre les bornes 7, 12 et 17, afin d'obtenir différents niveaux d'attaque de la broche 7 du circuit intégré, et donc des actions différentes sur les fréquences donc le niveau doit être réhaussé, en fonction du volume.

La première courbe de correction physiologique **(fig. 8)** représente l'action du loudness dans le cas du circuit standard. Les deux suivantes montrent l'influence des valeurs des condensateurs de tonalité Cb et Ct sur le correcteur physiologique. En effet, nous voyons que plus l'on baisse la valeur de Cb et plus l'apport de graves se fait à de hautes fréquences **(fig. 9)**. Sur les **figures 10 et 11** apparaissent les effets d'un réseau de résistances connectées entre les bornes 7,12 et 17 comme dit précédemment, cela avec les valeurs standard de Cb et Ct (0,39 µF et 0,01 µF respectivement). Les fréquences de coupures peuvent également être repoussées afin d'obtenir un large creux dans le médium. Cette action se fait en connectant la borne 7 à la masse par une résistance de forte valeur (1 MΩ) et en la reliant à la broche 12 par une autre résistance de 220 kΩ. La courbe de la **figure 11** donne la représentation des effets ainsi obtenus avec toujours les valeurs standards de Cb et Cb.

Les circuits LM 1035 et LM 1036 permettent donc de faire un bon circuit de commande des paramètres d'un amplificateur/préamplificateur, dans un faible encombrement, et surtout pratiquement à la demande puisque l'utilisateur peut faire ce qu'il veut et adapter parfaitement l'ensemble à sa propre oreille.

P. de Halleux



Un système multi-temporisateurs

Le système qui fait l'objet de cette étude entre dans la réalisation d'un appareillage de mélanges multiples en des temps courts (10 millisecondes à quelques minutes) dans le domaine de la biochimie (« multimixing »). Il pourrait trouver place dans d'autres domaines où des temporisations sont nécessaires.

Il est réalisé autour d'un kit microprocesseur, supportant un « MC 6800 », auquel est associé un temporisateur programmable « MC 6840 ».

Il fournit trois signaux indépendants de type « monostable » destinés à alimenter des électrovannes. La durée de chacun de ces signaux est comprise entre 0,01 seconde et 65 000 secondes (18 heures). Ces signaux, répétitifs par programmation entre 1 et 255 fois, sont modifiables dans leur durée, également par programmation, entre deux répétitions.

Description générale

Le schéma fonctionnel de ce système à temporisations programmables (« S.T.P. ») est présenté sur la **figure 1.** Il est équipé :

– du kit *Motorola* MEK 6800 D2,
– de circuits temporisateurs MC 6840,
– de circuits d'horloges,
– de circuits de commandes d'électrovannes,
– et, le cas échéant, d'un magnétophone à cassette du commerce.

Un schéma synoptique de ces différentes parties est présenté sur la **figure 2.**

Le kit Motorola MEK 6800 D2

C'est un outil de développement de microprocesseur du commerce. Rappelons qu'il est composé de deux cartes :

– la carte « micro-ordinateur », qui supporte le microprocesseur MC 6800 avec les circuits annexes pour un fonctionnement minimum (horloge, mémoires, P.I.A., A.C.I.A.). Elle est gérée par le moniteur « J-BUG » défini par le constructeur, *Motorola ;*

– la carte « clavier visualisation », divisée elle-même en deux parties, avec, d'une part, le clavier et l'afficheur qui permettent le dialogue entre l'utilisateur et la carte micro-ordinateur ; et, d'autre part, un interface par lequel transitent les informations entre un magnétophone à cassette et la carte micro-ordinateur.

Les circuits MC 6840

Ce sont des temporisateurs programmables intégrés. Chacun d'eux renferme trois compteurs 16 bits aux-

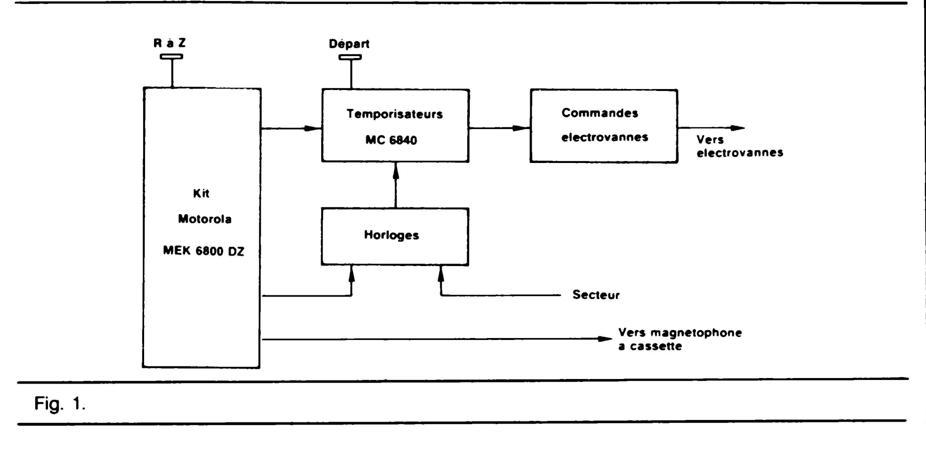


Fig. 1.



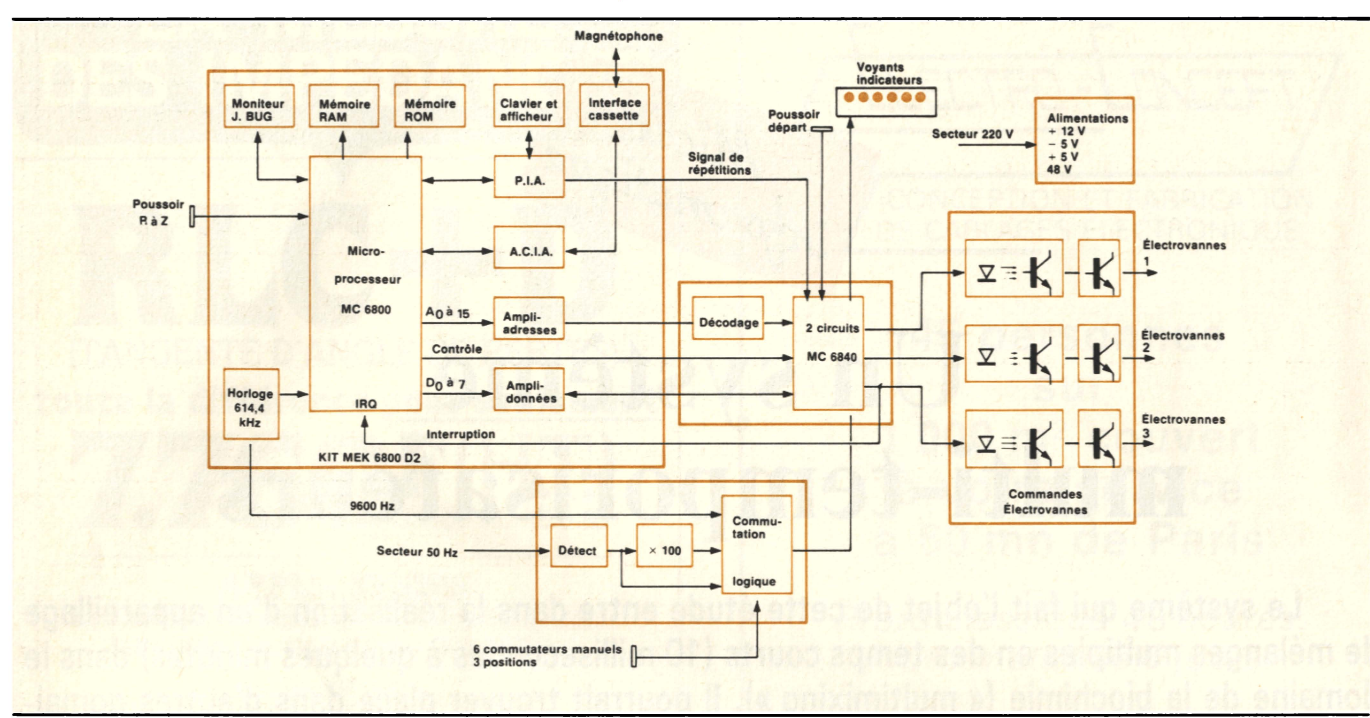


Fig. 2.

quels sont associés trois registres de commande et un registre d'état. Ces compteurs, sous contrôle d'un programme, ont la possibilité d'assurer les fonctions de :

- compteur (décompteur) d'impulsions,
- mesure de période,
- mesure de largeur d'impulsion,
- générateur de signaux rectangulaires (multivibrateurs),
- générateur d'un seul signal rectangulaire (monostable).

C'est la dernière fonction qui est utilisée dans l'appareil décrit.

Les circuits d'horloges

Ils fournissent au choix trois signaux d'horloges différents permettant ainsi l'utilisation de l'appareil dans une gamme de temps très étendue (0,01 s à 18 h). Un premier signal de période 1/9 600e de seconde est prélevé sur la carte micro-ordinateur du kit MEK 6800 D2. Les deux autres signaux de périodes 1/100e seconde et « une seconde » sont obtenus à partir du secteur (période de 20 ms).

Les circuits de commandes d'électrovannes

Ils constituent une adaptation entre les circuits élaborant les temporisations (alimentés en + 5 V) et les électrovannes (alimentées en 48 V). Ils comprennent des coupleurs opto-électroniques et des transistors de puissance.

Le magnétophone à cassette

Un appareil « du commerce » permet un stockage correct de programmes sur cassettes par l'intermédiaire de l'interface situé sur le kit MEK 6800 D2 et à partir des mémoires RAM. Il est indispensable pour la mise au point du système ; il ne l'est plus ensuite, car les programmes de fonctionnement sont alors figés dans des mémoires ROM. Toutefois, le magnétophone serait nécessaire à qui désirerait utiliser passagèrement d'autres programmes pour un fonctionnement différent de celui du système.

Fonctionnement

Les signaux disponibles

Trois signaux de temporisations indépendants l'un de l'autre sont fournis par ce système. Ils sont (dans l'application décrite ici) appliqués à des groupes d'électrovannes numérotés 1, 2 et 3. Appelons-les respectivement :

EV_1, EV_2, EV_3 **(fig. 3)**

Ce sont des signaux fonction du temps, de type monostable. Appelons également respectivement :

τ_1, τ_2, τ_3

les temporisations pendant lesquelles EV_1, EV_2 et EV_3 activent les électrovannes. De la même façon :

τ_{01}, τ_{02}, τ_{03}

seront les prétemporisations qui précèdent respectivement τ_1, τ_2 et τ_3 à partir d'un temps de départ τ_0.

Les circuits MC 6840

Outre le microprocesseur MC 6800, les deux circuits de temporisation MC 6840 constituent les organes prin-

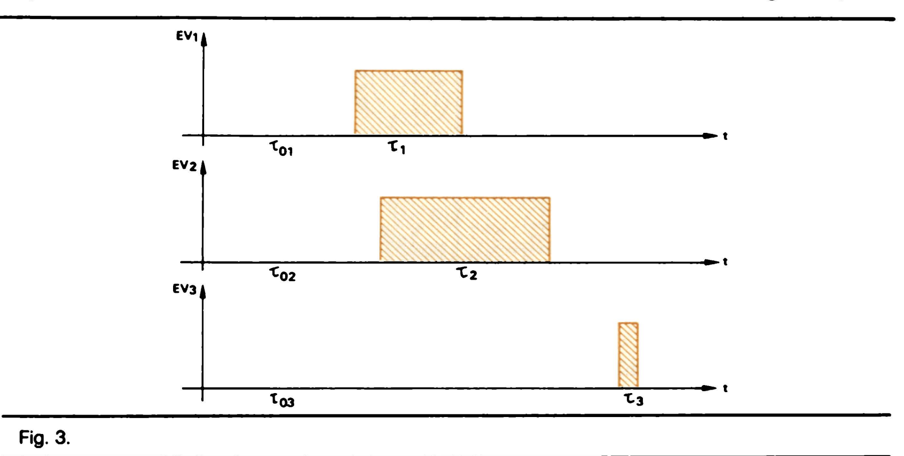


Fig. 3.



	Timer n° 1	Timer n° 2	Timer n° 3
b_0 =	BIT DE REMISE A ZERO INTERNE 0 : les trois timers sont disponibles 1 : les trois timers sont maintenus à l'état prépositionné	BIT DE CONTROLE DE L'ADRESSE DES REGISTRES DE T_1 ET T_3 0 : le registre de T_3 peut être écrit 1 : le registre de T_1 peut être écrit	BIT DE CONTROLE DE L'HORLOGE DU TIMER N° 3 0 : horloge de T_3 non divisée 1 : horloge de T_3 divisée par 8
b_1 =	SOURCE D'HORLOGE DU TIMER N° X 0 : T_X utilise une horloge externe sur l'entrée $\overline{C_X}$ 1 : T_X utilise l'horloge du système à microprocesseur ($\emptyset_2$)		
b_2 =	MODE DE COMPTAGE DU TIMER N° X 0 : T_X fonctionne avec un paramètre N sur 16 bits 1 : T_X fonctionne avec deux paramètres indépendants L et M, chacun sur 8 bits		
b_3 =	0 : GENERATEUR DE SIGNAUX	b_4 = 0 : déclenché par $\overline{G}\downarrow + W + R$ 1 : déclenché par $\overline{G}\downarrow + R$	
		b_5 = 0 : mode continu 1 : mode coup unique	
	1 : MESURE DE SIGNAUX	b_4 = 0 : comparaison sur période 1 : comparaison sur impulsion	
		b_5 = 0 : entrée sur $\overline{G}\downarrow$ < temps de sortie 1 : entrée sur $\overline{G}\downarrow$ > temps de sortie	
b_6 =	VALIDATION DE L'INTERRUPTION DU TIMER N° X 0 : interruption sur la sortie $\overline{IRQ}$ masquée 1 : interruption sur la sortie $\overline{IRQ}$ autorisée		
b_7 =	VALIDATION DE LA SORTIE COMPTEUR DU TIMER N° X 0 : sortie compteur du timer n° X masquée 1 : sortie compteur du timer n° X autorisée		

Tableau 1. – Description des registres de contrôle sur 8 bits ; b_0 à b_7 pour T_X avec X = 1 ou 2 ou 3.

cipaux de fonctionnement. Le schéma de ces deux circuits, montés dans le système, est présenté à la **figure 4**.

Toutes les appellations à l'intérieur de chaque circuit représenté émanent du fabricant, ce sont :

- T_i : temporisateur,
- G_i : entrée de déclenchement,
- C_i : entrée horloge externe,
- O_i : sortie, avec $1 \leqslant i \leqslant 3$.

Aux signaux S_1, S_2 et S_3 correspondent respectivement les temporisations τ_1, τ_2 et τ_3.

Ces temporisateurs sont programmés à partir du microprocesseur MC 6800. Ils comportent chacun un registre de contrôle qui permet de définir leur fonctionnement. Le **tableau 1** présente la description de ces registres. En outre, ils répondent à des adresses bien précises ; celles-ci sont présentées dans le **tableau 2** avec les opérations correspondantes : le dernier chiffre de ces adresses est fixé par le fabricant ; les trois premiers chiffres sont déterminés de façon qu'elles se situent parmi les adresses disponibles dans l'organisation générale des mémoires de kit MEK 6800 D2.

Les bases de temps

Trois bases de temps sont disponibles en sortie des circuits d'horloges ainsi appelées :

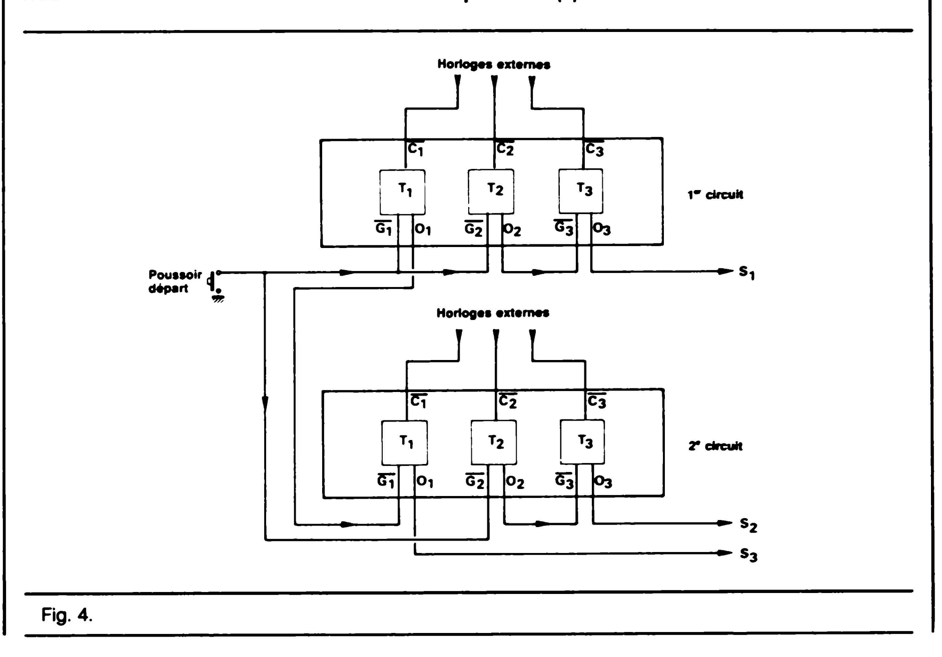


Fig. 4.



Adresses du premier circuit MC 6840	Adresses du deuxième circuit MC 68040	OPERATIONS	
		R/W = 0 : écriture	R/W = 1 : lecture
BO10	BO20	Ecriture du registre de contrôle T_3 avec CR20 = 0 Ecriture du registre de contrôle T_1 avec CR20 = 1	Pas d'opération
BO11	BO21	Ecriture du registre de contrôle T_2	Lecture du registre d'état
BO12	BO22	Registre intermédiaire MSB 1	Compteur MSB du temporisateur 1
BO13	BO23	Registre LSB de T_1	Registre intermédiaire LSB 1
BO14	BO24	Registre intermédiaire MSB 2	Compteur MSB du temporisateur 2
BO15	BO25	Registre LSB de T_2	Registre intermédiaire LSB 2
BO16	BO26	Registre intermédiaire MSB 3	Compteur MSB du temporisateur 3
BO17	BO27	Registre LSB de T_3	Registre intermédiaire LSB 3

T_X : Appellation donnée par le fabricant, qui représente les temporisateurs d'indice x = 1, 2, 3, dans chaque circuit MC 6840.

Tableau 2. – Adresses des deux circuits temporisateurs MC 6840.

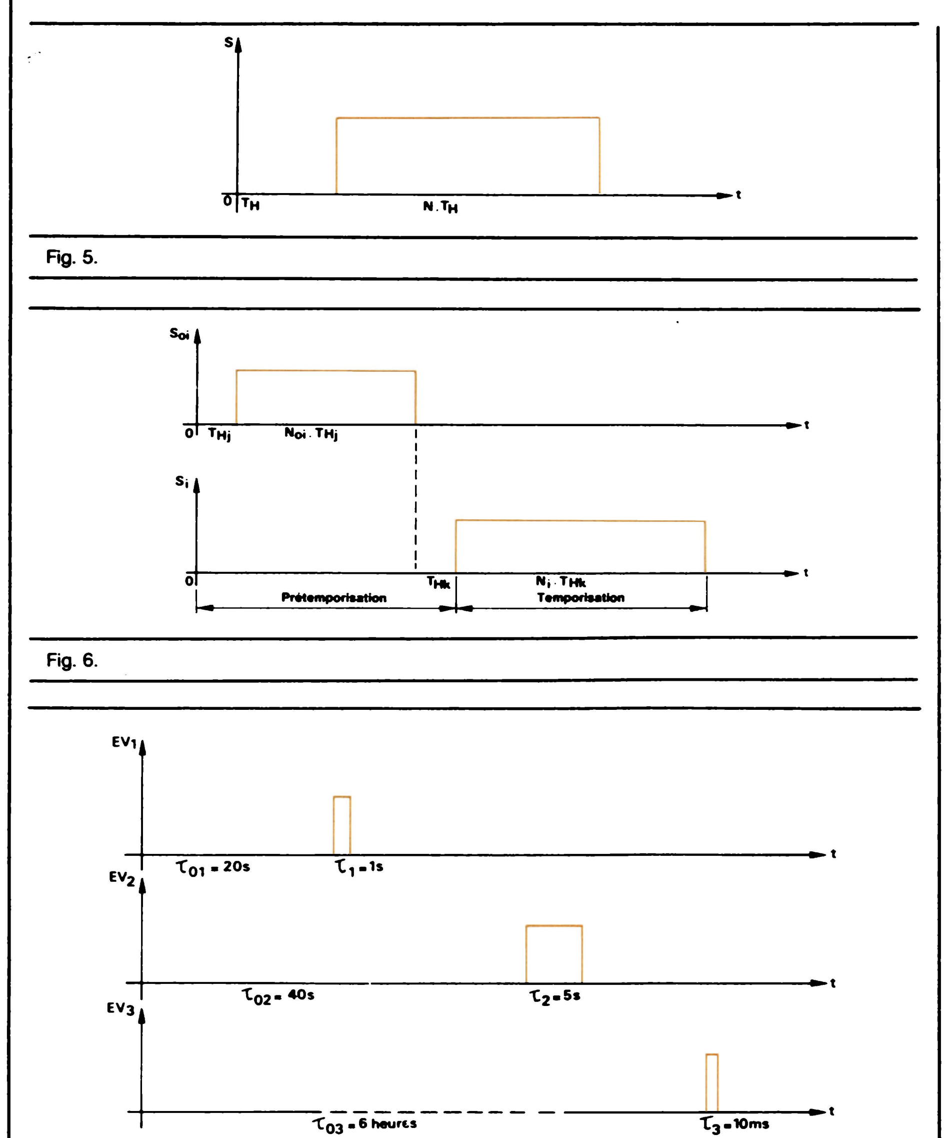


Fig. 5.

Fig. 6.

Fig. 7.

T_{H1} = 1/9 600 de seconde
$\simeq$ 104,2 10^{-6} seconde,
T_{H2} = 1/100 de seconde
= 0,01 seconde.
T_{H3} = 1 seconde.

Ces bases de temps sont commutables sur la face avant de l'appareil. L'une, prise au choix, est alors appliquée à l'entrée C de chaque temporisateur.

Diagramme pour un temporisateur quelconque, utilisé en monostable

Si un signal de déclenchement est appliqué sur l'entrée G d'un temporisateur, celui-ci fournit à sa sortie le signal représenté sur la **figure 5.**

T_H est la base de temps appliquée à l'entrée C, et N est un nombre hexadécimal à définir pour être rentré au programme par le clavier. N est compris entre 1 et $FFFF_{16}$ = 65 535_{10}.

Définition d'un signal complet EV_i (i = 1 à 3)

Suivant ce qui précède, nous pouvons établir qu'un signal EV_i nécessite deux temporisateurs. La **figure 6** représente les signaux délivrés par ceux-ci. Ainsi, un signal EV_i est défini par :

– une prétemporisation :
$\tau_{0i} = T_{Hj}(1 + N_{0i}) + T_{Hk}$;

– une temporisation :
$\tau_i = N_i \cdot T_{Hk}$

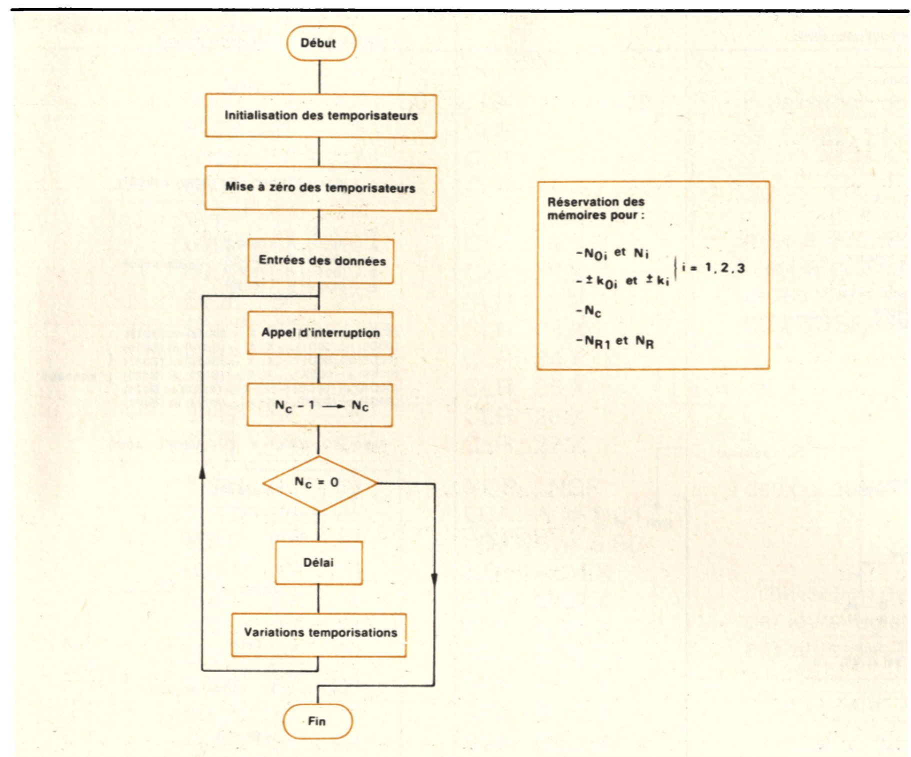


Fig. 8.

	$T_{H1} = \frac{1}{9600}$ s	$T_{H2} = \frac{1}{100}$ s	$T_{H3} = 1$ s
τ_i max.	6826 ms	10 mn 55 s	18 h 12 mn 15 s

Tableau 3. – Valeurs maximales de τ_i.

On voit que « j » et « k » (avec les valeurs 1, 2 et 3) sont les indices de bases de temps choisies suivant les valeurs de τ_{0i} et τ_i fixées au départ.

N_{0i} et N_i sont les nombres « N » correspondant respectivement aux prétemporisations et aux temporisations.

En valeurs maximales, c'est-à-dire avec :

$T_{Hj} = T_{Hk} = T_{H3} = 1$ s et N = 65 535 ;

$$\tau_{0i} = 1 \cdot (1 + 65\,535) + 1$$
$$= 65\,537 \text{ s} = 18 \text{ h } 12 \text{ mn } 17 \text{ s}$$

et $\tau_i = 1 \cdot 65\,535 = 65\,535$ s
$= 18$ h 12 mn 15 s

En valeurs minimales, c'est-à-dire avec :

$T_{Hj} = T_{Hk} = T_{H1} = 1/9\,600$ s et N = 1 :

$$\tau_{0i} = \frac{1}{9\,600} \cdot (1 + 1) + \frac{1}{9\,600}$$
$$= \frac{3}{9\,600} \text{ s}$$
$$\simeq 312{,}5.10^{-6} \text{ s} = 312{,}5 \ \mu\text{s}$$

$$\text{et } \tau_i = 1 \cdot \frac{1}{9\,600} \simeq 104{,}16.10^{-6} \text{ s}$$
$$\simeq 104{,}2 \ \mu\text{s}$$

Pour un maximum de précision, il convient de choisir la base de temps la plus courte permettant d'atteindre la valeur de τ_{0i} ou τ_i envisagée.

Pour indication, les valeurs maximales de τ_i avec les trois bases de temps sont présentées sur le **tableau 3.**

Exemple d'application

Prenons, pour une expérience donnée, les valeurs de τ_{0i} et τ_i indiquées sur la **figure 7.**

Il s'agit ainsi de définir les valeurs hexadécimales de N_{0i} et N_i qui seront inscrites au programme pour exécution.

Compte tenu des valeurs fixées et de la condition de précision mentionnée plus haut, les bases de temps suivantes sont choisies :

– $T_{Hk} = T_{H1}$ pour τ_1, τ_2 et τ_3, soit 1/9 600e de seconde,

– $T_{Hj} = T_{H2}$ pour τ_{01} et τ_{02}, soit 1/100e de seconde,

– $T_{Hj} = T_{H3}$ pour τ_{03}, soit 1 s.

N_{0i} (i = 1, 2, 3) est défini selon l'expression :

▶▶▶

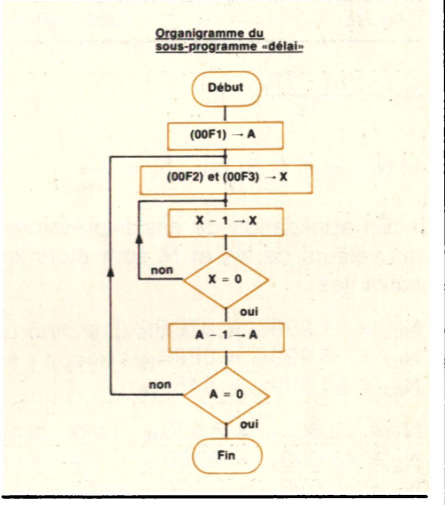


Fig. 9a.

1er cycle	2e cycle	3e cycle	etc.
$(N_{01})_1$	$(N_{01})_2 = (N_{01})_1 + k_{01}$	$(N_{01})_3 = (N_{01})_2 + k_{01} = (N_{01})_1 + 2\,k_{01}$	
$(N_1)_1$	$(N_1)_2 = (N_1)_1 + k_1$	$(N_1)_3 = (N_1)_2 + k_1 = (N_1)_1 + 2\,k_1$	
$(N_{02})_1$	$(N_{02})_2 = (N_{02})_1 + k_{02}$	$(N_{02})_3 = (N_{02})_2 + k_{02} = (N_{02})_1 + 2\,k_{02}$	
$(N_2)_1$	$(N_2)_2 = (N_2)_1 + k_2$	$(N_2)_3 = (N_2)_2 + k_2 = (N_2)_1 + 2\,k_2$	
$(N_{03})_1$	$(N_{03})_2 = (N_{03})_1 + k_{03}$	$(N_{03})_3 = (N_{03})_2 + k_{03} = (N_{03})_1 + 2\,k_{03}$	
$(N_3)_1$	$(N_3)_2 = (N_3)_1 + k_3$	$(N_3)_3 = (N_3)_2 + k_3 = (N_3)_1 + 2\,k_3$	

Tableau 4. – Variations du nombre N.

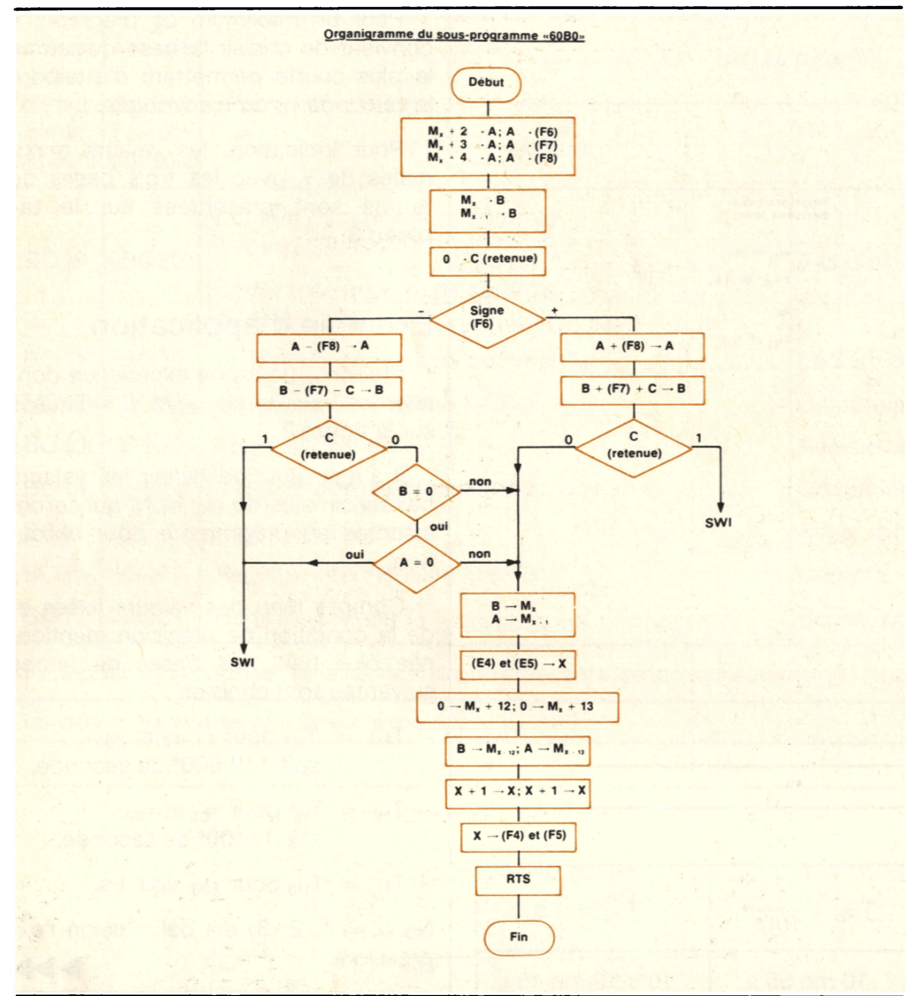


Fig. 9b.

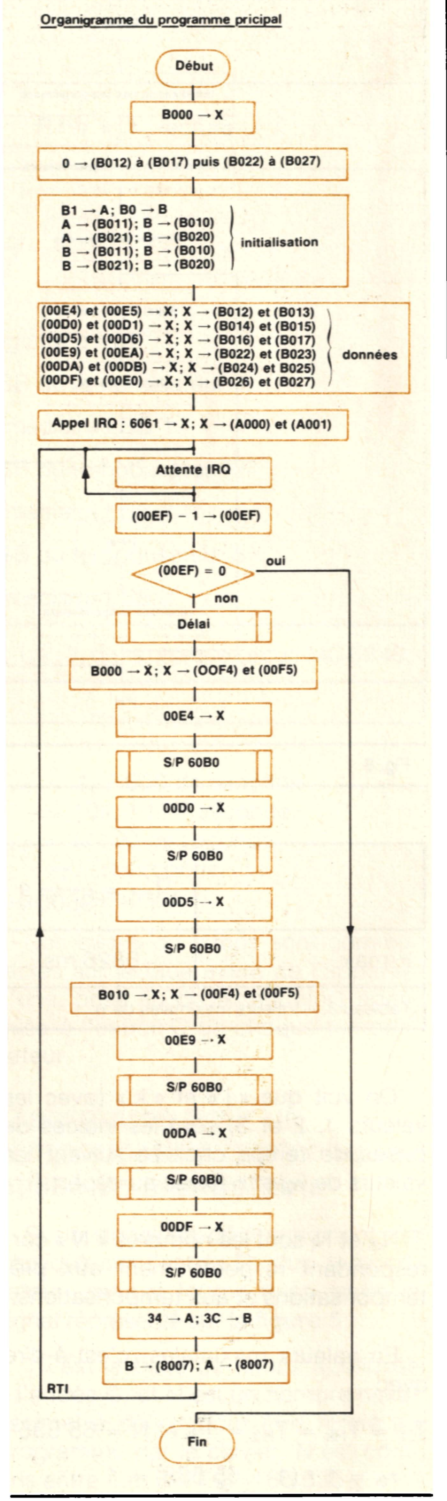


Fig. 9c.

$$N_{0i} = \frac{\tau_{0i} - T_{Hk}}{T_{Hj}} - 1$$

et N_i (i = 1, 2, 3) par : $N_i = \frac{\tau_i}{T_{Hk}}$

En application de ces expressions, les valeurs de N_{0i} et N_i sont alors les suivantes :

N_{01} = 1 999_{10} = $07CF_{16}$
N_{02} = 3 999_{10} = $0F97_{16}$
N_{03} = 21 599_{10} = $545F_{16}$

N_1 = 9 600_{10} = 2 580_{16}
N_2 = 48 000_{10} = $BB80_{16}$
N_3 = 0 096_{10} = 0 060_{16}

Opération « N_c cycles »

N_c est un nombre entier rentré en préalable au fonctionnement, par le clavier, dans une case mémoire prévue à cet effet. Les trois temporisations se répètent alors N_c fois. N_c est compris entre 1 et 255 (255_{10} = FF_{16}).

Variations des temporisations

Le problème posé est de réaliser, à chaque cycle, une incrémentation (+ k) ou une décrémentation (– k) pour toute temporisation ou toute prétemporisation. Cette opération est réalisée sur le nombre N introduit dans le programme pour chaque temporisateur des circuits MC 6840. Le nombre N subit ainsi les variations présentées sur le **tableau 4.** En regard à ce tableau, et compte tenu de ses limites ($1 \leqslant N \leqslant FFFF_{16}$), N a pour définition :

$$(N_i)_{Nc} = (N_i)_1 \pm (N_c - 1) \cdot k_i$$

avec i = 1, 2, 3 : numéro des temporisations, et N_c : nombre de cycles.

La relation est identique pour N_{0i}.

Evidemment, si k = 0, N ne change pas.

Les nombres k sont rentrés en mémoires au même titre que les nombres N avec les limites $0 \leqslant k \leqslant 65\,535_{10}$.

Organigramme de fonctionnement

L'organigramme général est présenté à la **figure 8.**

La première partie est la remise à zéro des temporisateurs MC 6840. Ceux-ci sont considérés comme des mémoires par le microprocesseur. C'est donc une opération qui revient à mettre des mémoires à zéro.

La deuxième partie concerne l'initialisation des temporisateurs : ils seront alors prêts à fonctionner. Pour

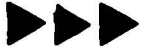




Tableau 5. – Programme principal.

6000	CE	B0	00	LDX	# $ B000	initialisation du registre d'index à B000
6003	6F	12		CLR	12,X	
6005	6F	13		CLR	13,X	
6007	6F	14		CLR	14,X	
6009	6F	15		CLR	15,X	
600B	6F	16		CLR	16,X	mise à zéro des temporisateurs,
600D	6F	17		CLR	17,X	c'est-à-dire mise à zéro des
600F	6F	22		CLR	22,X	cases mémoires BO12 à BO17
6011	6F	23		CLR	23,X	puis BO22 à BO27
6013	6F	24		CLR	24,X	
6015	6F	25		CLR	25,X	
6017	6F	26		CLR	26,X	
6019	6F	27		CLR	27,X	
601B	01	01		NOP	; NOP	deux cases mémoires libres
601D	86	B1		LDA	A # $ B1	
601F	C6	B0		LDA	B # $ B0	
6021	A7	11		STA	A 11,X	
6023	E7	10		STA	B 10,X	initialisation des temporisateurs
6025	A7	21		STA	A 21,X	par leurs registres de contrôles
6027	E7	20		STA	B 20,X	aux adresses BO10, BO11 et BO20, BO21
6029	E7	11		STA	B 11,X	
602B	E7	10		STA	B 10,X	
602D	E7	21		STA	B 21,X	
602F	E7	20		STA	B 20,X	
6031	01	01		NOP	; NOP	deux cases mémoires libres
6033	FE	00	E4	LDX	$ 00E4	
6036	FF	B0	12	STX	$ BO12	entrée des données :
6039	FE	00	D0	LDX	$ 00DO	transfert des nombres N_{01}, N_{02},
603C	FF	B0	14	STX	$ BO14	N_{03}, N_1, N_2, N_3 déjà stockés
603F	FE	00	D5	LDX	$ 00D5	dans les mémoires réserves
6042	FF	B0	16	STX	$ BO16	(présentées après ce programme)
6045	FE	00	E9	LDX	$ 00E9	vers les temporisateurs (cases
6048	FF	B0	22	STX	$ BO22	mémoires BO12 à BO17 puis BO22 à BO27)
604B	FE	00	DA	LDX	$ 00DA	
604E	FF	B0	24	STX	$ BO24	
6051	FE	00	DF	LDX	$ 00DF	
6054	FF	B0	26	STX	$ BO26	
6057	CE	60	61	LDX	# $ 6061	appel interruption
605A	FF	A0	00	STX	$ A000	
605D	OE			CLI		attente interruption
605E	7E	60	5D	JMP		
6061	7A	00	EF	DEC	(00EF)	décrémentation du nombre de cycles N_c
6064	27	44		BEQ		branchement à « fin » quand $N_c = 0$
6066	96	F1		LDA	A $ F1	
6068	FE	00	F2	LDX	$ 00F2	délai entre deux cycles défini
606B	09			DEX		par les nombres N_{R1} et N_{R2}
606C	26	FD		BNE		stockés en mémoires réserves
606E	4A			DEC	A	
606F	26	F7		BNE		
6071	CE	B0	00	LDX	# $ B000	initialisation du registre
6074	DF	F4		STX	$ F4 & F5	d'index à B000 et réservation
6076	CE	00	E4	LDX	# $ 00E4	variation du nombre N_{03}
6079	BD	60	B0	JSR	S/P 60B0	
607C	CE	00	D0	LDX	# $ 00D0	variation du nombre N_{01}
607F	BD	60	B0	JSR	S/P 60B0	
6082	CE	00	D5	LDX	# $ 00D5	variation du nombre N_1
6085	BD	60	B0	JSR	S/P 60B0	
6088	CE	B0	10	LDX	# $ B010	initialisation du registre
608B	DF	F4		STX	$ F4& F5	d'index à B010 et réservation
608D	CE	00	E9	LDX	# $ 00E9	variation du nombre N_3
6090	BD	60	B0	JSR	S/P 60B0	



Tableau 5. – Programme principal (fin).

6093	CE	00	DA	LDX	# $ 00DA	variation du nombre N_{02}
6096	BD	60	B0	JSR	S/P 60B0	
6099	CE	00	DF	LDX	# $ 00DF	variation du nombre N_2
609C	BD	60	B0	JSR	S/P 60B0	
609F	86	34		LDA	A # $ 34	réinitialisation pour un cycle suivant par l'intermédiaire de la ligne CB_2 du P.I.A. monté sur la carte microprocesseur,
60A1	C6	3C		LDA	B # $ 3C	
60A3	F7	80	07	STA	B $ 8007	
60A6	B7	80	07	STA	A $ 8007	
60A9	3B			RTI		retour de séquence d'interruption,
60AA	3F			SWI		interrupteur du programme

Tableau 5. – Mémoires réservées.

Mémoires		Affectation
00D0	00D1	N_{01}
00D2		signe de k_{01}
00D3	00D4	k_{01}
00D5	00D6	k_1
00D7		signe de k_1
00D8	00D9	k_1
00DA	00DB	N_{02}
00DC		signe de k_{02}
00DD	00DE	k_{02}
00DF	00EO	N_2
00E1		signe de k_2
00E2	00E3	k_2
00E4	00E5	N_{03}
00E6		signe de k_{03}
00E7	00E8	k_{03}
00E9	00EA	N_3
00EB		signe de k_3
00EC	00ED	k_3

Mémoires		Affectation
00EF		N_c
00F1		N_{R1}
00F2	00F3	N_{R2}
00F4	00F5	réserve de l'index
00F6		réserve pour le signe de k
00F7	00F8	réserve pour la variation k

– N_i (ou N_{oi}) avec i = 1, 2, 3, est le nombre hexadécimal entré au programme pour définir la temporisation correspondante.
– k_i (ou k_{oi}) est la variation appliquée à N_i (ou N_{oi}) d'un cycle à son suivant.
– N_c est le nombre de cycles de fonctionnement.
– N_{R1} et N_{R2} sont les nombres qui permettent de définir la durée du délai.

Tableau 5. – Sous-programme « 60B0 ».

60B0	A6	02		LDA	A 2,X	Transfert du nombre ± k_i (ou ± k_{oi}) des mémoires réserves dans des mémoires tampons (00F6, 00F7 et 00F8) pour l'opération de variation sur N_i (ou N_{oi})
60B2	97	F6		STA	A $ F6	
60B4	A6	03		LDA	A 3, X	
60B6	97	F7		STA	A $ F7	
60B8	A6	04		LDA	A 4, X	
60BA	97	F8		STA	A $ F8	
60BC	E6	00		LDA	A 0, X	Prélèvement du nombre N_i (ou N_{oi}) dans les mémoires réserves avec les accumulateurs A et B.
60BE	A6	01		LDA	A 1, X	
60C0	0C			CLC		Bit de retenue mis à zéro.
60C1	7D	00	F6	TST	$ 00F6	Test du signe de k_i (ou k_{oi}) et branchement à l'adresse « 60CD » si le signe est négatif.
60C4	26	07		BNE		
60C6	9B	F8		ADD	A $ F8	Addition de k_i (ou k_{oi}) à N_i (ou N_{oi}) et branchement à l'adresse « 60D9 » si le résultat est dans les limites imposées (retenue nulle).
60C8	D9	F7		ADC	B $ F7	
60CA	24	0D		BCC		
60CC	3F			SWI		Interruption du programme du fait que la nouvelle valeur de N_i (ou N_{oi}) est hors des limites imposées.

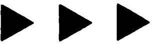


Tableau 5. – Sous-programme « 60B0 » (fin).

60CD	90	F8	SUB	A $ F8	Soustraction de k_i (ou k_{oi}) à N_i (ou N_{oi}) et branchement à l'adresse « 60CC » (interruption de programme) si le résultat est négatif (retenue non nulle) : la nouvelle valeur de N_i (ou N_{oi}) est hors des limites imposées.
60CF	D2	F7	SBC	B $ F7	
60D1	25	F9	BCS		
60D3	26	04	BNE		Comparaison du résultat à zéro et branchement à l'adresse « 60CC » (interruption de programme) si ce résultat est nul. La valeur N_i(ou N_{oi}) 0 est hors des limites imposées.
60D5	81	00	CMP	A # $ 00	
60D7	27	F3	BEQ		
60D9	E7	00	STA	B 0,X	Retour du nombre N_i (ou N_{oi}) des accumulateurs A et B dans les mémoires qui lui sont réservées.
60DB	A7	01	STA	A 1,X	
60DD	DE	F4	LDX	$ F4	Réinitialisation du registre d'index à l'adresse mise en réserve dans les mémoires « 00F4 » et « 00F5 », mise à zéro du temporisateur alors indexé et rentrée de la nouvelle valeur de N_i (ou N_{oi}) dans ce temporisateur.
60DF	6F	12	CLR	12, X	
60E1	6F	13	CLR	13, X	
60E3	E7	12	STA	B 12,X	
60E5	A7	13	STA	A 13,X	
60E7	08		INX		Deux incrémentations du registre d'index pour prendre en compte l'adresse du temporisateur suivant et remise en mémoires réserves « 00F4 » et « 00F5 » de cette nouvelle adresse.
60E8	08		INX		
60E9	DF	F4	STX	$ F4	
60EB	39		RTS		Retour du sous-programme au programme principal.

cela, il convient de se reporter au **tableau 1,** qui permet de définir les registres de contrôle pour le fonctionnement souhaité.

La troisième partie se rapporte à l'entrée des données. Celles-ci sont les nombres N_{0i} ou N_i (avec i = 1, 2, 3) définis préalablement, dont il est question dans les paragraphes précédents.

Ensuite nous remarquons :

– un appel d'interruption provoqué par la retombée de la dernière temporisation de chaque cycle, et qui a pour effet de lancer le cycle suivant,

– la décrémentation du nombre de cycles N_c prévu,

– un test de branchement tant que N_c n'est pas nul,

– un délai pour marquer un temps d'arrêt entre deux cycles, de durée T_d définie par le programme, et telle que :

$$T_d = (9 \cdot T_c + 8 \cdot T_c \cdot N_{R2}) \cdot N_{R1}$$

où T_c = 1,6 276 μs est la durée d'un cycle d'horloge du microprocesseur.

« 8 » et « 9 » sont respectivement les nombres de cycles d'une première puis d'une seconde boucle de programme,

N_{R1} et N_{R2} sont des nombres inscrits dans le programme et rentrés par le clavier dans les limites suivantes :

$0 \leqslant N_{R1} \leqslant 255$

$0 \leqslant N_{R2} \leqslant 65\,535$

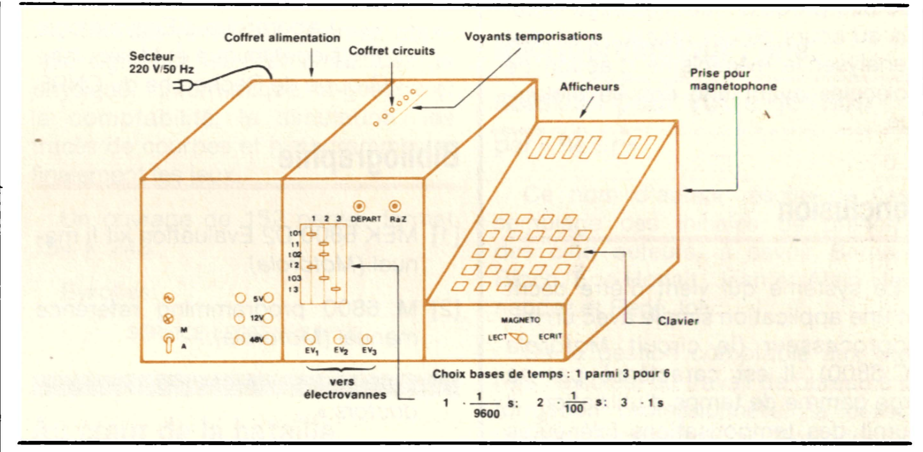


Fig. 10.

Les programmes

Ils sont décrits sur le **tableau 5.** Nous y trouvons le programme principal, le tableau des mémoires réserves, et le sous-programme « 60B0 » activé à chaque cycle de fonctionnement.

La **figure 9** représente les organigrammes liés à ces programmes. Ce sont : l'organigramme du programme principal, l'organigramme du sous-programme « 60B0 », l'organigramme du sous-programme « délai » ; celui-ci, en regard au **tableau 5,** est inscrit directement dans le programme principal.

Comme il a déjà été dit, ces programmes sont figés sur mémoires ROM. Ainsi, l'utilisateur de l'appareil peut en ignorer le contenu. Evidemment, les données que sont les nombres N_{0i}, N_i, $\pm k_{0i}$, $\pm k_i$, N_c, N_{R1} et N_{R2} **(fig. 8)** sont rentrées par le clavier dans les mémoires RAM du kit MEK 6800 D2.

Utilisation du système à temporisations

Ce système, dont une vue schématisée est présentée à la **figure 10,** sert actuellement en tant qu'automate de laboratoire, permettant de suivre la cinétique de réactions chimiques et d'effectuer des analyses biochimiques et enzymatiques.

L'appareillage dont un schéma très simplifié est monté par la **figure 11,** dans lequel entre le système à temporisations, comprend aussi un certain nombre d'électrovannes (trois dans notre cas) alimentées sous pression en solutions de réactifs chimiques qui peuvent être mélangées successivement dans des cellules de mélange. Ainsi, une réaction chimique peut être amorcée par le mélange de deux solutions (deux électrovannes en fonction)



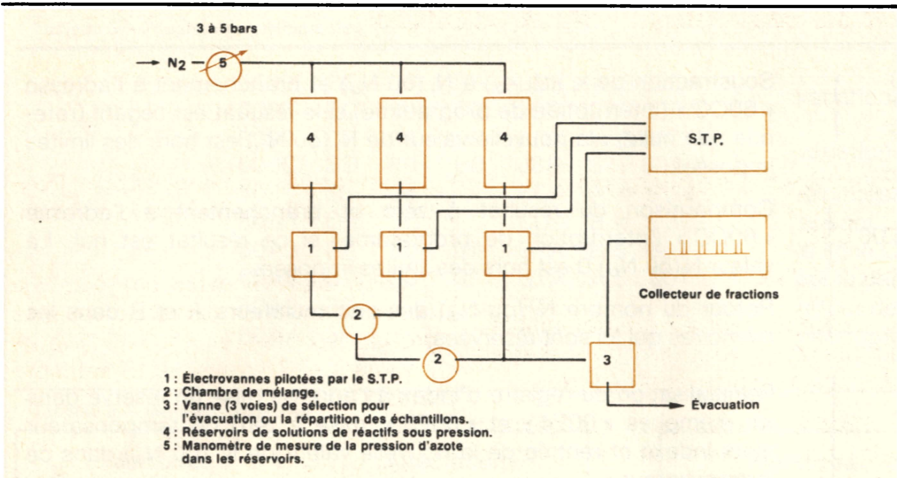


Fig. 11.

et arrêtée par dilution ou addition d'un nouveau réactif (troisième électrovanne en fonction) au bout d'un temps qui peut varier de 20 ms à quelques minutes. L'analyse biochimique des produits intermédiaires obtenus au cours de ces réactions permet d'analyser le mécanisme d'action de molécules ayant une activité biologique.

Conclusion

Le système qui vient d'être décrit est une application simple avec un microprocesseur (le circuit *Motorola* MC 6800). Il est caractérisé par sa large gamme de temps d'utilisation : il fournit des temporisations inférieures à la seconde et supérieures à 18 h avec une répétition jusqu'à 255 fois.

Il aurait pu être réalisé en logique câblée avec des commutateurs, des roues codeuses et des potentiomètres ; mais, pour une même souplesse, la simplicité eut certainement été moindre.

A l'opposé, des matériels plus sophistiqués du commerce peuvent certainement réaliser des fonctions analogues ; mais ceux-ci, malgré leur grand éventail de possibilités, ne répondent pas tout à fait à la demande particulière que l'on rencontre parfois en recherche scientifique. Il faudrait donc les y adapter. En outre, ils ne seraient utilisés que dans une faible fraction de leurs moyens et alors l'investissement ne pourrait être justifié.

Cette application montre également l'importance des circuits périphériques autour du microprocesseur : le temporisateur MC 6840 dans ce cas.

Enfin, rappelons que ce système, utilisé en biochimie, pourrait aussi l'être dans d'autres domaines où des temporisateurs sont nécessaires.

M. Jousset
Laboratoire d'Enzymologie
Physicochimique et Moléculaire
Groupe de Recherche du CNRS

Bibliographie

[1] MEK 6800 D2 Evaluation kit II manual *(Motorola)*.

[2] M 6800 programming reference manual *(Motorola)*.

[3] Catalogues « *Motorola Semiconductors* ».

[4] Un générateur d'impulsions à microprocesseur6800,S.Soegijoko, O. Ferrand et J.-F. Renaud), « *Electronique Applications* » n° 10, pages 115 à 119.

[5] MC 6840 programmable timer fundamentals and applications, NMOS Microcomputer Systems Applications, First Edition *Motorola Inc.* 1979 Austin, Texas.

[6] Interfacing the MC 6840 programmable timer to the MPU, Engineering Bulletin 69, *Motorola Semiconductor Products Inc.*

[7] Les temporisateurs : des auxiliaires qui comptent, D. Girod, « *Minis et Micros* » n° 112, pages 29 à 32.

Ce travail a été réalisé au Laboratoire d'enzymologie physicochimique et moléculaire (Groupe de recherche n° 13 du C.N.R.S.) à l'université Paris-Sud d'Orsay, dirigé par Mme YON-KAHN, professeur, en collaboration avec MM. Charis Ghelis, chercheur C.N.R.S., Bernard Fourmann, ingénieur C.N.R.S., et Daniel Pagnon, ingénieur C.N.A.M.

Circuits logiques, circuits électriques

par J. Lambert et M. Simon-Verrept

Dans le présent ouvrage, on propose aux élèves un « chantier mathématique » où ils ont la possibilité de concevoir, de construire et d'utiliser bon nombre de machines logiques. En œuvrant sur ce chantier, ils ne font rien qu'ils n'aient compris fondamentalement. Ils y réalisent eux-mêmes, avec un matériel électrique banal, les organes utilisés dans leurs constructions. Ne disposant que d'organes élémentaires à qualité binaire, les élèves sont naturellement amenés à décomposer toute question, si complexe soit-elle, en une combinaison d'alternatives, seuls problèmes parcellaires susceptibles d'être intégrés dans un diagramme en arbre, structure fondamentale de toute machine logique. Cette attitude constante de l'élève devant les problèmes proposés constitue, entre autres acquis, une excellente initiation à l'une des démarches de la pensée scientifique.

Vuibert, 63, bd St-Germain, 75005 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 52

Introduction aux circuits logiques

par J. Delisle et P.-A. Deschênes

Cet ouvrage aborde un domaine de techniques de pointe où la documentation en langue française est peu abondante. La théorie des circuits logiques revêt une grande importance parce qu'elle débouche sur des champs d'applications comme les ordinateurs, les systèmes de commutation téléphonique et les automatismes à séquence, là où doivent se développer des compétences.

Vuibert, 63, bd St-Germain, 75005 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 53

BIBLIOGRAPHIE

Télématique : introduction aux principes techniques

par M. Maiman

Afin que l'utilisateur puisse appréhender les incidences de la télématique sans pour cela qu'il soit un spécialiste de l'informatique ou des télécommunications, une introduction générale aux techniques de la télématique, formulée de la façon la plus simple possible, s'avérait nécessaire.

C'est le but de ce livre, dont l'objectif est de contribuer à démythifier les principales fonctions et techniques de la télématique. Aux informaticiens comme aux « télécommunicants », il peut également rendre service, notamment sur certains aspects qui ne sont pas de leur spécialité respective.

Pour atteindre cet objectif, le plan d'étude suivant a été adopté :

– Une introduction générale destinée à définir les fonctions essentielles d'un système télématique et à donner la terminologie normalisée.

Ces notions étant supposées acquises dans le reste du livre, nous conseillons au lecteur de lire très attentivement cette introduction.

– Cinq chapitres dont la lecture peut s'effectuer de façon indépendante et qui constituent deux parties :

- Une première partie consacrée à l'étude des réseaux est constituée par les trois premiers chapitres qui concernent respectivement le réseau téléphonique, la téléinformatique et les réseaux de données.
- Une seconde partie (chapitres 4 et 5) s'intéressant aux nouveaux produits et services nous permettra de décrire l'évolution de la microélectronique et de présenter deux nouveaux systèmes de transmission particulièrement performants (satellites et fibres optiques) dont les incidences dépassent le cadre de la télématique : on parle de vidéomatique.

Un ouvrage de 144 pages, format 160 × 240.

Masson.

SERVICE-LECTEURS N° 81

Exercices d'application du LSE

par A. Billès

Langage évolué, programmation, applications, voilà les trois thèmes majeurs présentés dans ce livre.

Destiné à tous ceux qui désirent faire leurs premiers pas – sûrs – dans un domaine complexe, cet ouvrage comprend une première partie-initiation – qui présente les instructions du LSE ainsi que les rudiments de la programmation.

La deuxième partie comporte une suite d'exercices d'application gradués en difficulté et totalement traités.

Parmi les principaux thèmes abordés, signalons les mathématiques, la physique, l'informatique, la gestion et la comptabilité, la simulation, les tracés de courbes et histogrammes et finalement les jeux.

Un ouvrage de 152 pages, format 154 × 243.

Eyrolles.

SERVICE-LECTEURS N° 82

Au cœur de la bataille électronique

par J.-P. Bouyssonnie.

L'année 1948 vit l'apparition du semi-conducteur ; le millésime 1983 est celui de la marée informatique. Entre ces deux dates, une aventure technologique prodigieuse, celle de l'électronique, nous est racontée par Jean-Pierre Bouyssonnie, un des hommes qui ont fait l'électronique d'aujourd'hui.

Dans un livre aussi humain que scientifique, l'auteur témoigne à la fois de l'effort des ingénieurs et chercheurs français pour hisser notre pays dans le peloton de tête mondial de la technologie. Placé durant trente-deux ans aux avant-postes de la recherche, des choix industriels et de la guerre commerciale hors des frontières, Jean-Pierre Bouyssonnie, dans un récit passionnant, éclaire fortement, de l'intérieur, l'univers fascinant des machines intelligentes.

Né en 1920, Jean-Pierre Bouyssonnie est ancien élève de l'Ecole Polytechnique et ingénieur du génie maritime.

Entré chez Thomson en 1952, il a consacré toute sa carrière civile à ce groupe, successivement à la tête de Thomson-CSF puis de Thomson-Brandt.

En 1982, par suite de la nationalisation de son entreprise, il s'est vu contraint de quitter ses fonctions.

Un ouvrage de 186 pages, format 145 × 225.

Jean Picollec.

SERVICE-LECTEURS N° 83

Micro-ordinateur : une solution pour votre gestion

par « Bejar »

Ce nom d'auteur résulte de l'assemblage des initiales de prénoms des cinq auteurs, à savoir Bernard Bloch, Eric Horlait, Jean et Alain Hernandez et René Joly.

De la gestion comptable aux ateliers flexibles, du travail de bureau à la formation professionnelle, la collection « Informatique et Entreprise », dont fait partie cet ouvrage, se propose de faire le point sur les nouveaux services et les nouveaux médias utilisables par tous professions libérales, artisans, commerçants, entreprises).

Ce livre donne à la fois des éléments techniques et méthodologiques permettant d'orienter et de maîtriser le développement d'applications professionnelles en micro-informatique.

On verra ainsi que, pour un investissement souvent très inférieur à 100 000 F, il est non seulement possible de traiter les fonctions traditionnelles (comptabilité, paye, gestion de stocks) mais aussi de mettre en œuvre des procédures nouvelles : gestion prévisionnelle, gestion de trésorerie, aide à la décision.

Un ouvrage de 136 pages, format 165 × 240.

Eyrolles.

SERVICE-LECTEURS N° 84

Pico-informatique et gestion d'entreprise

par G. Baumgartner et J.-M. Petitgand

Grâce aux modèles et au logiciel développés dans cet ouvrage (plus de 35 programmes conçus de manière conversationnelle), il est possible de dialoguer avec ce pico-ordinateur qu'est la calculatrice programmable et d'imaginer de nouvelles applications pratiques.

Les programmes, problèmes et solutions sont centrés sur la gestion des entreprises et répartis entre les deux calculatrices les plus utilisées, la TI 59 et la PH 41C.

Ces programmes peuvent néanmoins être adaptés à des calculatrices de capacité moindre.

Ce livre s'adresse aux informaticiens, ingénieurs, gestionnaires, enseignants et étudiants.

Un volume de 230 pages, format 155 × 240.

Les éditions d'organisation.

SERVICE-LECTEURS N° 85

Vivre l'électron

par P. Arnold

L'électronique est partout présente aujourd'hui, et ses applications d'une spectaculaire diversité progressent à pas de géant.

En quelques dizaines d'années, les ordinateurs ont pris une place prépondérante dans la plupart des activités humaines, aussi bien dans les usines que dans les bureaux ou dans les ménages. Aux énormes machines de la première génération – dans l'immédiat après-guerre – ont succédé de minuscules « puces » porteuses de plus de 100 000 transistors, et pouvant accomplir des millions d'opérations à la seconde !

Cette fantastique accélération de la science pose des questions parfois inquiétantes :

– L'ordinateur se substituera-t-il un jour au cerveau humain ?
– Les microprocesseurs sont-ils générateurs de chômage ?
– La vie quotidienne de chacun n'est-elle pas dangereusement menacée dans sa liberté ?

Pierre Arnold, chef d'entreprise, conscient des formidables mutations qui commencent, répond.

Il part résolument sur un avenir positif qui améliorera fondamentalement l'existence des humains, et surtout celle des déshérités du Tiers-Monde.

Il s'explique en racontant la passionnante histoire de l'électron depuis ses origines jusqu'à maintenant.

Il concilie, dans une vaste synthèse, l'évolution des sciences et les exigences de l'esprit.

Des photographies et des schémas abondants illustrent ses propos.

Un volume de 220 pages, format 175 × 240.

Prix : 95 F

Chotard et Associés.

SERVICE-LECTEURS N° 86

Catalogue Locamesure

Tiré à 10 000 exemplaires, le catalogue 1983 de Locamesure – spécialiste de la location « à la semaine » d'équipements électroniques et de systèmes informatiques – présente, sur 30 pages, 700 types différents de matériels et accessoires électroniques professionnels, 115 nouvelles références par rapport au catalogue précédent, 56 fabricants classés par ordre alphabétique... Il comprend également une rubrique supplémentaire, « Calculateurs », consécutive à la création, l'été dernier, d'une division spécialisée.

Ce millésime 83 se distingue aussi par une triple classification : par références fabricants, par familles (analyseurs, générateurs, oscillos, systèmes de développement...) ainsi que par besoins spécifiques : bruits/ vibrations, secteur (réseau électrique), télécommunications, température.

Autres détails : chaque référence du catalogue bénéficie d'une description succincte des principales caractéristiques du matériel, et tous les instruments interfaçables conformément aux normes IEEE 488 sont distinctement signalés en marge des pages.

Locamesure.

SERVICE-LECTEURS N° 87

Manuel National Semiconductor

National Semiconductor a annoncé la disponibilité d'un manuel technique de 62 pages, contenant les caractéristiques techniques des 14 premiers membres de sa série de cartes micro-ordinateurs industrielles C.MOS Série 800™.

La série 800 est une famille complète, conçue autour du procédé P²C-MOS™ de National, destinée aux applications fonctionnant en milieu industriel perturbé. La gamme CIM comprend des cartes CPU, extension mémoire et entrées/sorties digitales et analogiques.

On peut également noter l'existence d'un système opératif, temps réel et multi-tâches, le BLMX-80C.

National Semiconductor.

SERVICE-LECTEURS N° 88

Kompass : édition 1983

L'édition 1983 de l'annuaire Kompass professionnel vient de paraître et traite de toutes les activités en électricité, électronique et nucléaire. Il est composé de 80 branches professionnelles (avec 3 200 nomenclatures d'articles) pour 9 000 citations de firmes, et complété d'un index alphabétique des articles en quatre langues.

En outre, chaque entreprise est présentée par ordre alphabétique sous forme d'une notice détaillée comportant des informations sociales et administratives, industrielles et commerciales.

La nouvelle édition bénéficie de la méthode informatique mise en œuvre pour l'ensemble des Kompass. Sa masse documentaire est actualisée chaque année par un réseau de 80 enquêteurs exclusifs.

Un volume de 732 pages format 210 × 297.

Prix : 569,28 F (TTC franco de port).

S.N.E.I.-Kompass.

SERVICE-LECTEURS N° 89



Un compteur de bande pour magnétophone

La plupart des compte-tours livrés avec un magnétophone possèdent une remise à zéro qui est utilisée une fois que l'on a ramené la bande magnétique à son début. Ceci est contraignant dans le cas où l'on désire prendre un passage sur une autre cassette pour ensuite revenir à la précédente, car cela nécessite, dans tous les cas, de retourner au début de la bande pour la remise à zéro du compteur.

Le montage dont la description suit permet de s'affranchir de cette remise à zéro. Cela est particulièrement intéressant pour rechercher des programmes pour micro-ordinateur enregistrés sur cassette, ou pour retrouver des passages musicaux pour sonoriser des films, par exemple.

Principe

Le schéma de principe est représenté à la **figure 1**.

Deux capteurs, qui peuvent être sous forme de phototransistor ou un contact électrique, fournissent une impulsion électrique à chaque tour d'une des bobines.

Le capteur rattaché à la bobine A est relié à un multiplicateur de fréquence, qui fournit 256 impulsions à chaque tour de la bobine A. Ces impulsions vont vers un compteur qui est remis à zéro à chaque tour de la bobine B. Avant la remise à zéro du compteur, la valeur présente sur ce dernier est mémorisée et transférée vers les afficheurs.

Au début de la bande magnétique, la bobine A, qui supporte une grande épaisseur de bande, tournera moins vite que la bobine B qui ne supporte qu'une faible quantité de bande. Le rapport des diamètres étant dans ce cas de l'ordre de 2,5, le chiffre affiché sera de l'ordre de 100. Tandis qu'à la fin de la bande la taille des bobines a été inversée, le chiffre présent à l'affichage sera de l'ordre de 500.

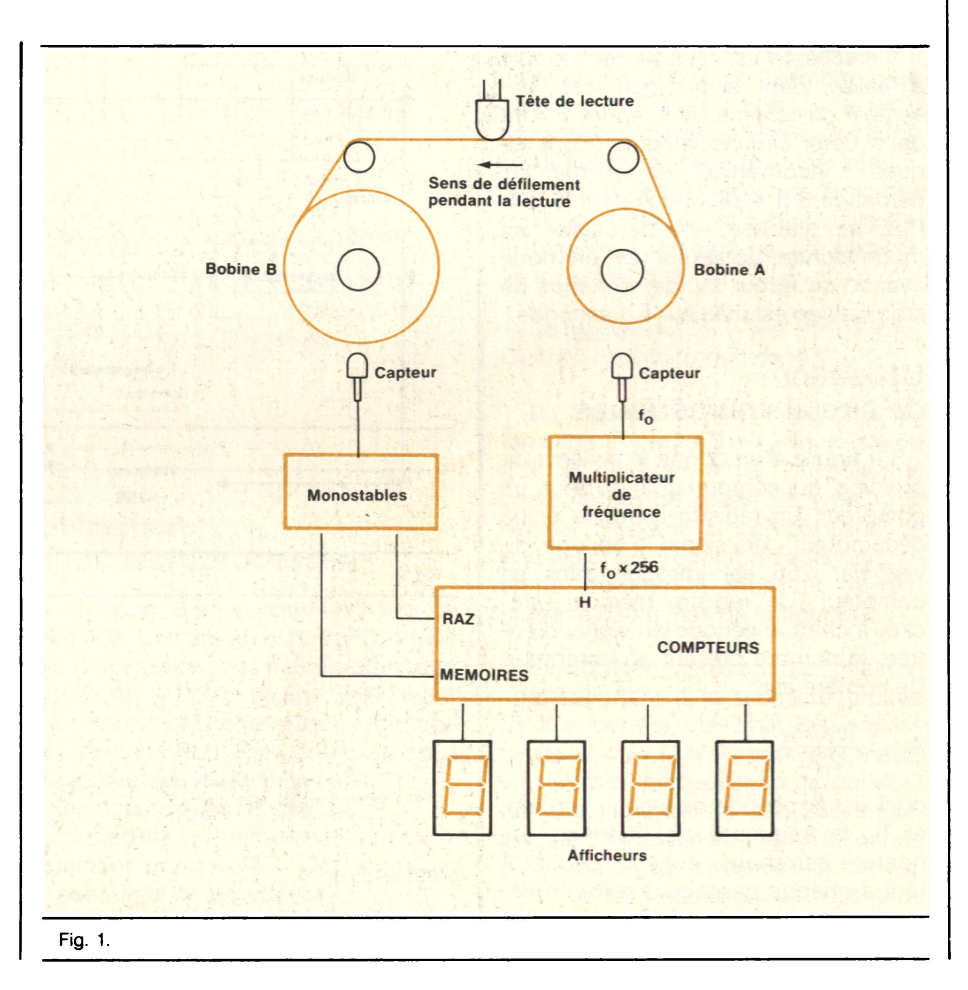


Fig. 1.

Le principe de ce compte-tour est de mesurer les vitesses relatives des deux bobines, ce qui évite la traditionnelle remise à zéro dont il était question plus haut.

Multiplicateur de fréquence

La partie du montage la moins simple à réaliser est le multiplicateur de fréquence. Trois solutions se présentent, ayant chacune des avantages et des inconvénients que l'on va examiner.

Les solutions mettent en œuvre :
– un circuit PLL ;
– des circuits numériques ;
– un microprocesseur.

Utilisation d'une PLL

Le schéma de principe est donné à la **figure 2**.

Le signal d'entrée est introduit dans le comparateur de phase qui agira sur un VCO (« voltage-controlled oscillator »), selon que l'on est déphasé en avance ou en retard sur le signal de sortie divisé par 256. La **figure 3** illustre le diagramme des temps de la **figure 2**.

Ce schéma est relativement simple à réaliser dans la pratique, car l'ensemble du schéma de la **figure 2** tient dans deux circuits intégrés économiques. L'inconvénient est l'inertie, qui demande 3 à 4 secondes pour que la PLL se stabilise, en particulier en mode lecture. Lorsqu'on est en mode avance ou retour rapide, le temps de stabilisation est inférieur à 1 seconde.

Utilisation de circuits numériques

La **figure 4** en donne le schéma de principe, qui comprend un diviseur, un compteur, un registre mémoire et un décompteur. Un signal d'horloge divisé par 256 est introduit dans un compteur. Un registre mémoire stocke, à chaque période du signal d'entrée, le nombre présent au compteur. Ce nombre est :

$$A = \frac{T \times F_H}{256}$$

où T est la période du signal d'entrée, et F_H la fréquence de l'horloge. Ce nombre est chargé dans un décompteur à chaque passage à zéro. La période entre chaque passage à zéro de ce décompteur est :

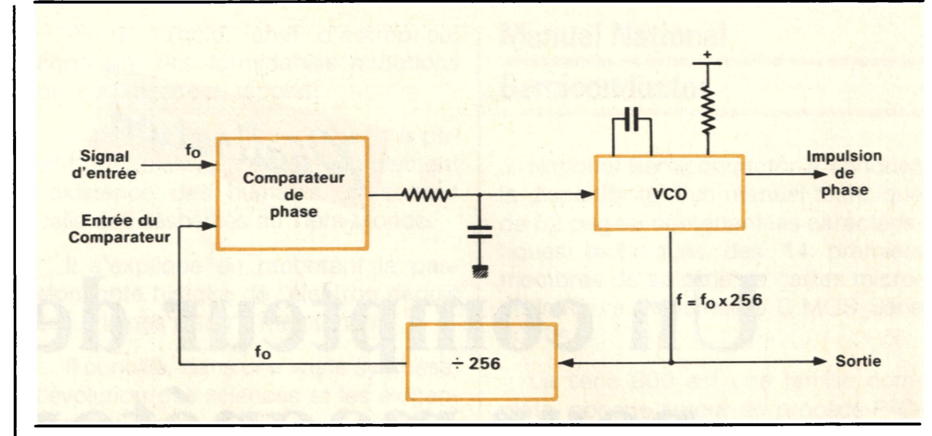


Fig. 2.

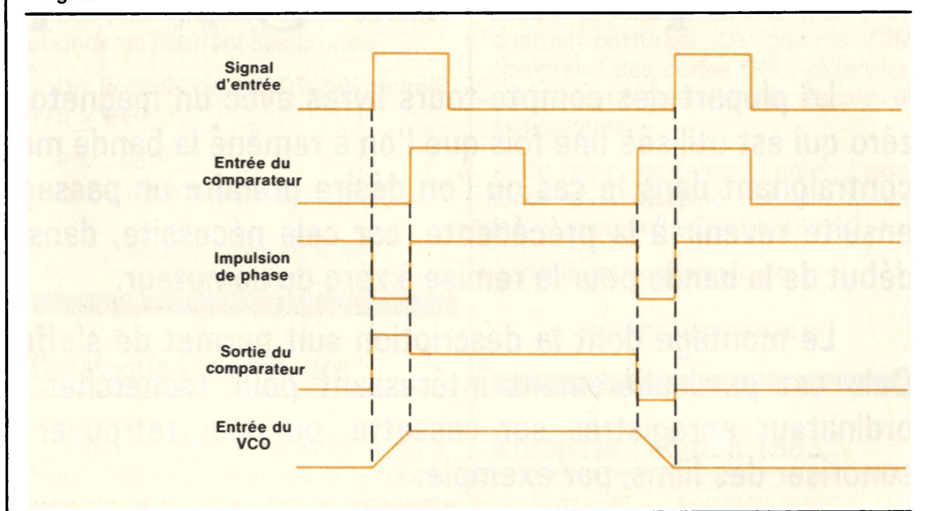


Fig. 3.

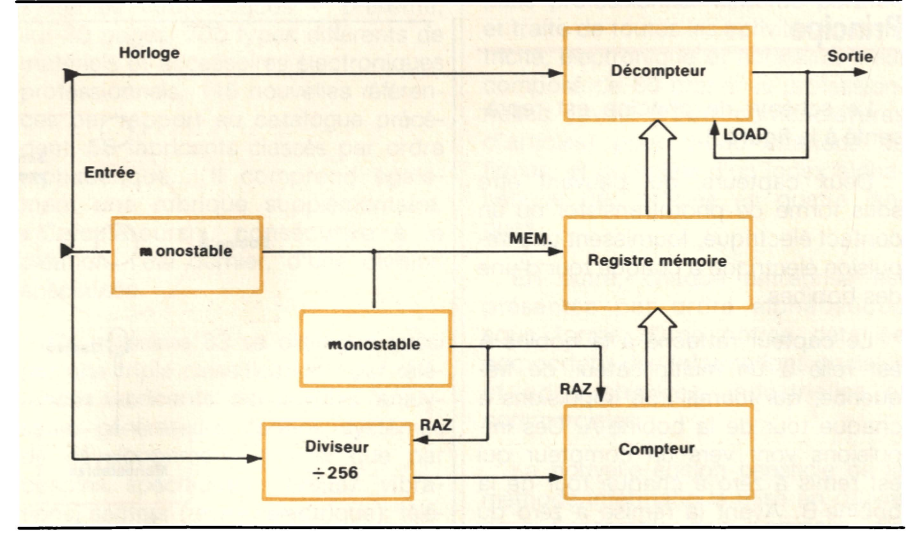


Fig. 4.

$$T_S = \frac{A}{F_H}$$

soit :

$$T_S = \frac{T \times F_H}{F_H \times 256} = \frac{T}{256}$$

c'est-à-dire :

$$T_S = \frac{T}{256}$$

ou encore $F_S = 256 \times F$. C'est bien ce que l'on voulait obtenir.

Le schéma pratique est donné à la **figure 5**.

La fréquence d'horloge est de l'ordre de : $F_H = 0{,}8 \times 256 \times 256 \times F$; le premier nombre 256 provient du diviseur, tandis que le deuxième provient de la taille du compteur (qui monte jusqu'à 256).



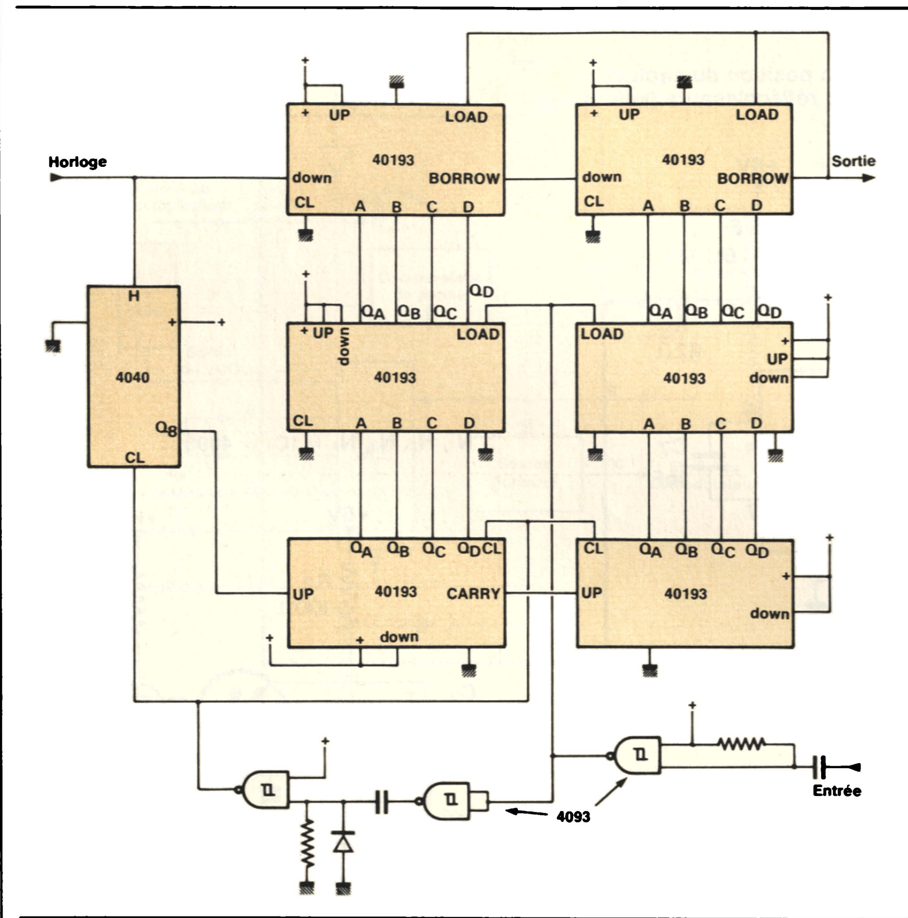


Fig. 5.

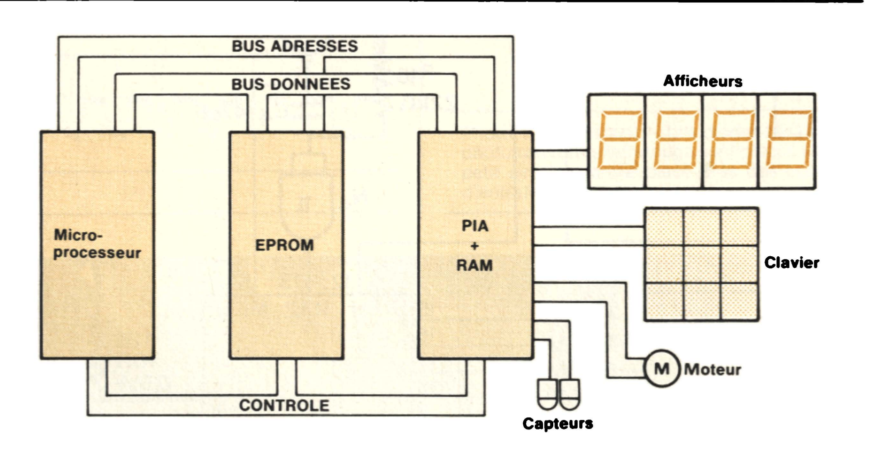


Fig. 6.

Dans notre application, la fréquence d'entrée varie entre deux gammes qui correspondent au mode lecture et au mode avance rapide. Il est donc nécessaire de prévoir deux horloges ou d'agrandir la taille du compteur de la mémoire tampon et du décompteur.

Contrairement à la PLL, cette solution a très peu d'inertie, car, dès qu'une période complète du signal d'entrée est apparue, la période de sortie est 256 fois plus petite. Par contre, le montage est plus important, environ neuf à dix circuits intégrés.

Utilisation d'un microprocesseur

La **figure 6** en donne le schéma de principe. Un minimum de trois boîtiers est nécessaire : le microprocesseur, l'EPROM, le PIA avec une RAM. L'ensemble est plus cher que le montage utilisant une PLL. Par contre, ce montage offre des extentions qui sont :
– commande des afficheurs,
– possibilité de rechercher automatiquement une position de bande en tapant un chiffre au clavier,
– possibilité de commande du moteur pour l'avance ou le retour rapide (à condition que la mécanique du magnétophone le permette),
– possibilité d'écouter une suite de morceaux de musique avec un ordre quelconque...

Les critères principaux qui ont été retenus pour la réalisation de ce montage sont :
– économie,
– simplicité.

C'est donc le montage utilisant une PLL qui va être décrit, mais cela n'empêchera pas les lecteurs courageux d'approfondir les deux autres solutions...

Description générale du circuit

La **figure 7** donne le schéma d'ensemble du montage.

On retrouve le schéma synoptique de la **figure 1**, où IC_1 et IC_2 jouent le rôle du multiplicateur de fréquence, IC_4 est utilisé pour les monostables et IC_3 comme compteur.

Les diodes D_1 et D_2 et les phototransistors T_1 et T_2 jouent le rôle de capteurs. Ils sont utilisés en tant que capteurs par réflexion. Les flous des roues d'entraînement ont été peints en noir sur la moitié du périmètre, puis en blanc sur l'autre partie, car le plastique blanc absorbait les rayons infrarouges et la réflexion était inexistante. Des essais ont été effectués avec des LED, de différentes caractéristiques, les meilleurs résultats ont été obtenus avec l'infrarouge.

Le signal issu de T_1 est filtré par R_2, C_1 et N_1, puis introduit dans IC_1.

La **figure 8** donne le schéma interne de IC_1 qui est un circuit intégré C.MOS du type 4046. On utilise le comparateur de phase de type II qui permet d'obtenir la comparaison de phase sur les fronts montants uniquement, comme le montrait le diagramme des temps de la **figure 3**.

La sortie « impulsions de phase », correspondant à la première broche de IC_1, permet d'allumer les virgules lorsque la PLL n'est pas en phase, c'est-à-dire lorsque la sortie du VCO (broche 4) ne délivre pas 256 impulsions pour chaque impulsion à l'entrée du comparateur (broche 3). Ainsi, tant que les virgules sur les afficheurs s'allument, la lecture demeure erronée.

+6V
R1
100Ω
D1
LD 271*
+6V
R2
4,7 à 10kΩ
Selon position du capteur et
peinture réfléchissante (voir texte)
T1
BP 103 B*
C1
1 µF/35 V
tantale
+6V
T6
BC 558
N1
R6
22kΩ
R5
82Ω
*Siemens
470kΩ
R12
11
R13
100kΩ
10
3
IN
Ph.Pul
IC-1
4046
DEMO OUT
Cin
OUT
Ph.Out
VCO
INHIB
6
7
C7
1nF
4
13
9
5
8
R7
100
kΩ
R8
22kΩ
C6
47 µF/12 V tantale

N1, N2, N3, N4 = IC4 = 4093

+6V
R3
100Ω
+6V
R4
4,7
à
10kΩ
C2
1 µF/35 V
tantale
T2
D2
BP 103B*
LD 271*
+6V
N2
R9
47kΩ
C3
47pF
*Siemens
+6V
N3
R10
22kΩ
C4
47pF
N4

10
+
16
H
VDD
IC-2
4040
Q8
13
RAZ
VSS
11
8

3 xCQY 91 K
Virgules
7xR14
7x47Ω
12
13
5
H
RAZ
MEM
15 a
16 b
17 c
18 d
2 e
3 f
4 g
VDD
IC-3
74 C 956
10 C
8 B
7 A
VSS
DS
9
6
+6V
R11
10Ω
0,5W
C5
10 µF
12 V tantale
T5
BC 548
T4
BC 548
T3
BC 548

Fig. 7.



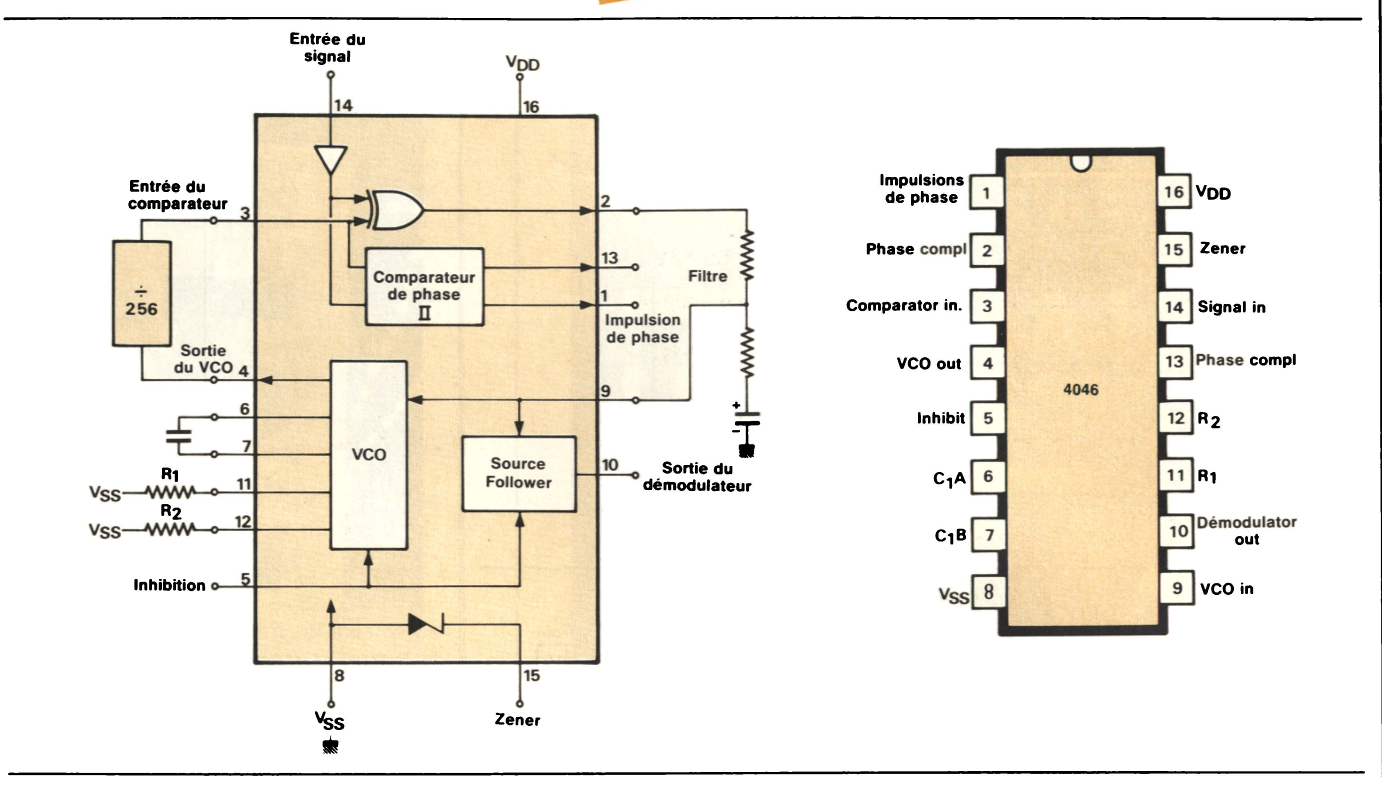


Fig. 8.

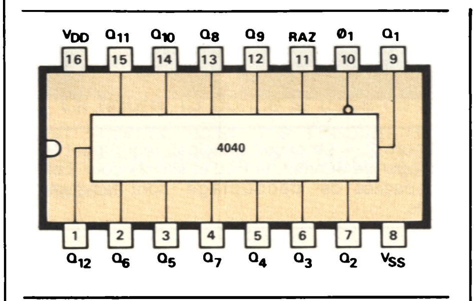
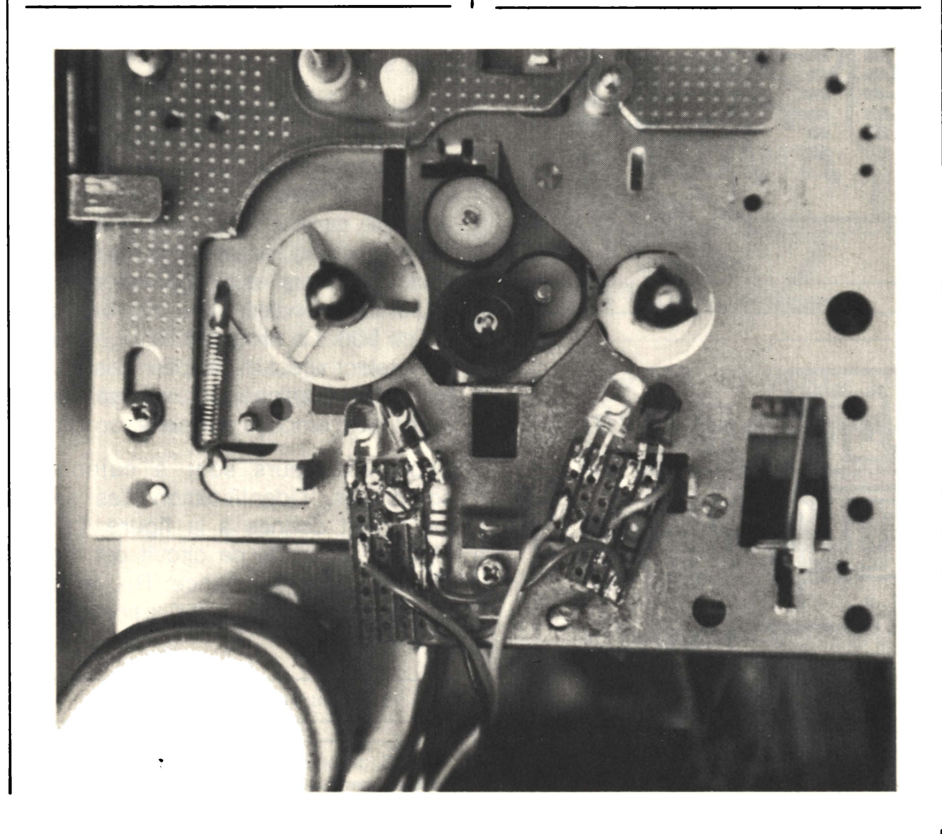


Fig. 9.

Photo 1 (ci-dessous). – Les diodes LED et les phototransistors infrarouge sont placés sur un petit circuit imprimé placé près des bobines d'entraînement.



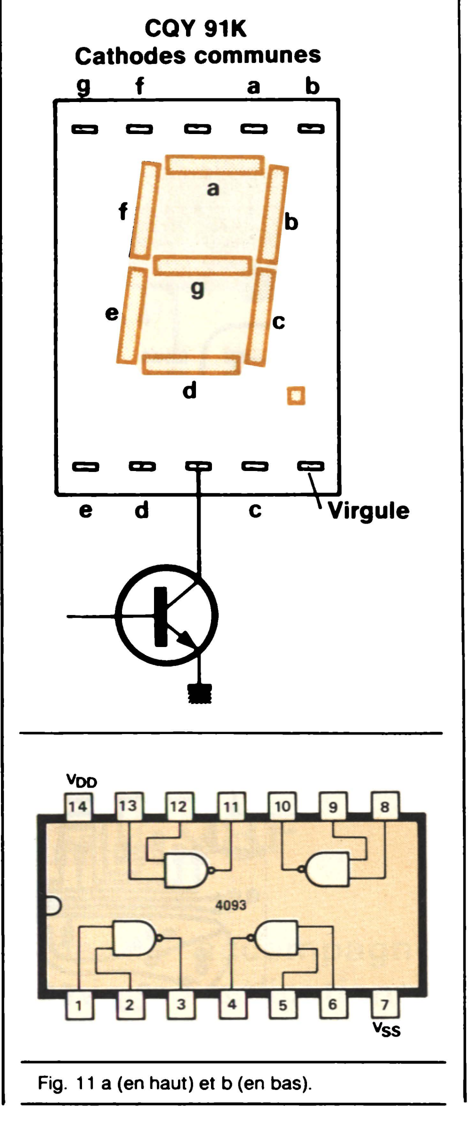
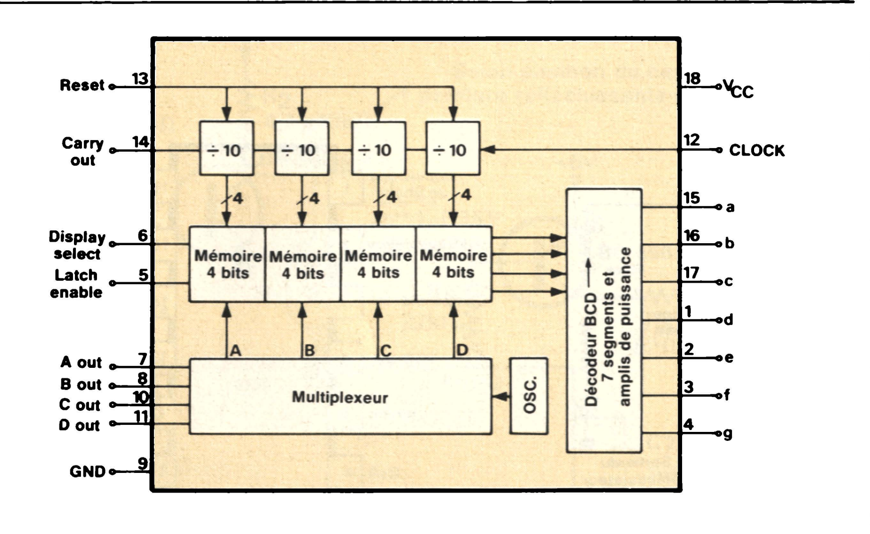


Fig. 11 a (en haut) et b (en bas).



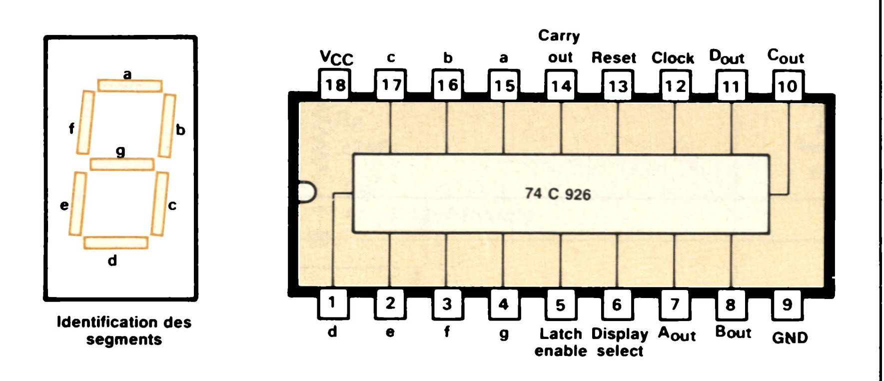


Fig. 10 a (en haut) et b (en bas).

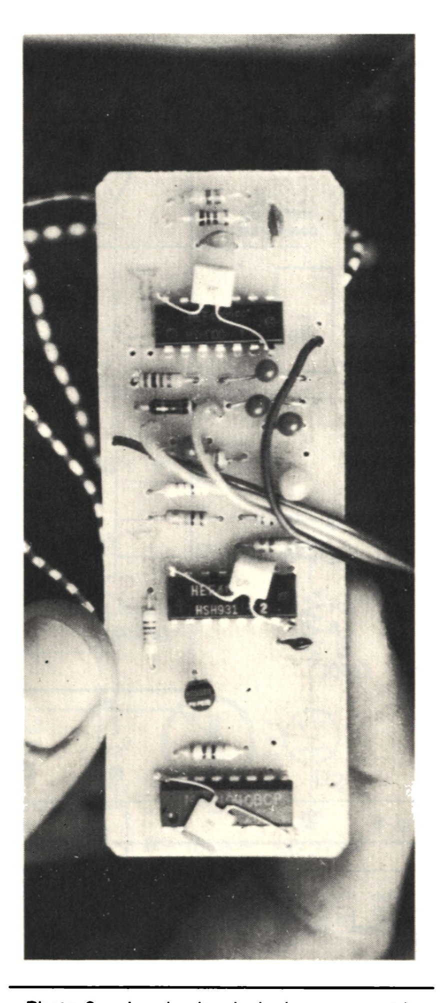
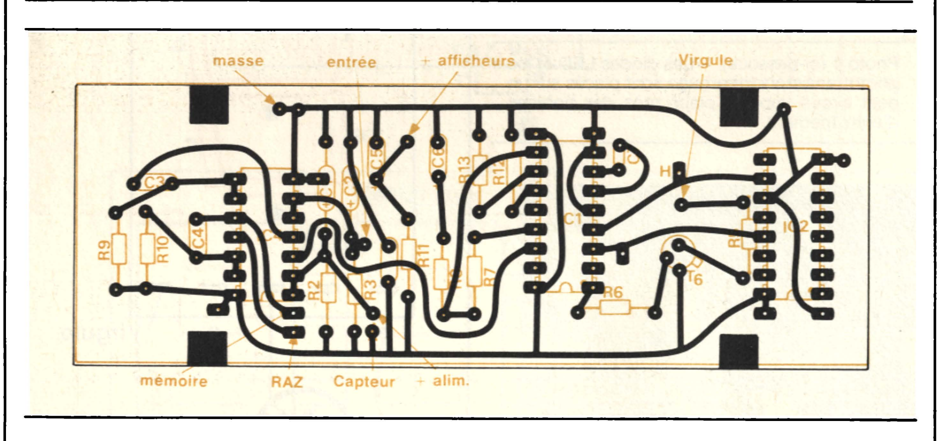
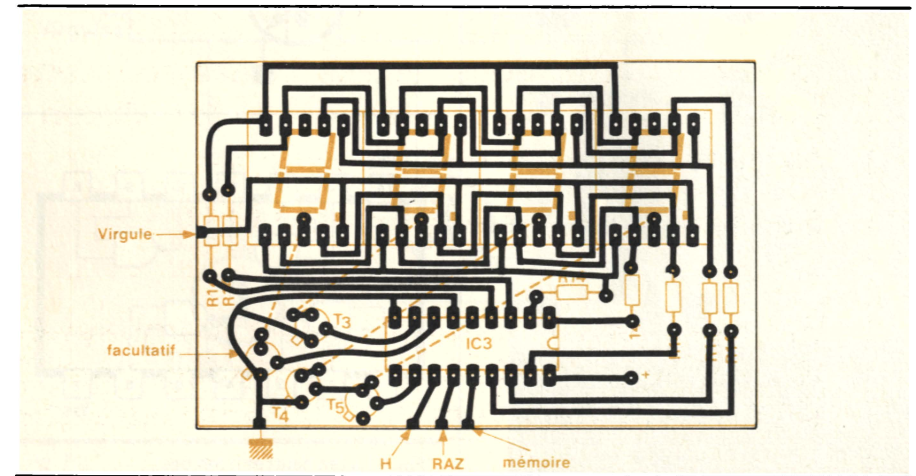


Photo 2. – Le circuit principal, regroupant le trigger de Schmitt, la PLL et son diviseur. Les capacités de découplage sont facultatives.





La division par 256 est réalisée par IC_2 qui est un circuit C.MOS du type 4040, le brochage est donné à la **figure 9.**

Les impulsions sont envoyées au compteur IC_3 qui se charge du couplage, de la mémorisation et de l'affichage. Le circuit IC_3 est du type 74C926, dont le schéma interne et le brochage sont donnés à la **figure 10.** On n'utilise que les trois premiers diviseurs, car les valeurs affichées vont de 100 à 500. La broche 6 de IC_3 (« display select ») est mise à la masse, car le nombre à afficher est celui qui vient après les mémoires tampons.

Les afficheurs sont à cathodes communes, l'identification des segments est donnée à la **figure 11 a.** L'alimentation de ce circuit est réalisée par une résistance R_{11} et un condensateur C_5 pour parvenir à + 5 V.

Fig. 12 (ci-contre en haut).

Fig. 13 (ci-contre en bas).



La remise à zéro et la mise en mémoire sont réalisées à chaque tour de l'autre bobine. Comme pour l'autre capteur, les signaux issus de T_2 sont filtrés, puis mis en forme par R_3, C_2 et N_2. Deux monostables réalisés à l'aide de R_9, R_{10}, C_3, C_4, N_3 et N_4 génèrent les impulsions de RAZ et mise en mémoire.

La **figure 11 b** donne le brochage des portes NAND – trigger de *Schmitt* IC_4, du type C.MOS 4093.

Réalisation pratique

Le montage se décompose en trois parties, qui sont : les capteurs, les afficheurs, le multiplicateur de fréquence.

Les capteurs seront placés près des bobines d'entraînement **(photo 1)**.

Le circuit principal regroupe la PLL, avec son diviseur, et les triggers de *Schmitt*.

La **figure 12** donne le tracé du circuit imprimé avec l'implantation des composants du circuit principal.

La **figure 13** donne le tracé du circuit imprimé ainsi que l'implantation des composants pour la carte d'affichage.

La **photo 2** montre le circuit principal une fois réalisé, avec le trigger de *Schmitt*, la PLL et son diviseur.

Conclusion

Voici un montage qui permet de faire connaissance avec la technologie C.MOS, en utilisant des circuits particuliers, comme la PLL et le compteur driver d'affichage. Ceux qui recherchent une plus grande précision ou un affichage plus rapide du résultat peuvent tenter la réalisation du multiplicateur de fréquence à l'aide de circuits numériques ou bien se lancer dans la réalisation employant un microprocesseur.

Ph. Arnould

Weller.

Vous avez des problèmes de dessoudage? Nous avons la solution.

Un fabricant de fers à souder très élaborés se doit d'avoir aussi une expérience en dessoudage.

La station **DS 700** est un ensemble complet de soudage et dessoudage. La température du fer à souder comme du fer à dessouder est réglable de façon continue de 50° à 450° C et la régulation est assurée par le système Weller Temtronic.

La température de travail de chacun des fers est rappelée sur un afficheur digital. La dépression nécessaire au dessoudage est obtenue soit par raccordement à une source d'air comprimé, soit à partir de la pompe à vide intégrée à l'appareil.

La station **VP 800 EC** est un poste de dessoudage avec pompe à vide intégrée et régulation de température par système Temtronic. C'est un ensemble compact et portable conçu pour les opérations de maintenance.

La station **IG 100 EC** est l'outil idéal pour le dessoudage er série. Elle fonctionne avec une source d'air comprimé et un transformateur 24 volts. Température régulée par système Temtronic.

C'est bien plus simple, avec une station de dessoudage Welle

Une production Cooper.



Groupe Cooper
101 Z.A. des Petits Carreaux
94380 Bonneuil S/Marne
Tél: 339.70.39. Télex: Cooper 211358 F

SERVICE-LECTEURS N° 238



Lecture par ordinateur d'un nombre codé BCD

Le procédé décrit ci-après est issu d'un besoin concret, apparu en laboratoire de recherche, de traiter, au sein d'un système à mini-ordinateur, les données codées en BCD d'un appareil de mesure.

Les aspects de la méthode de transcodage nécessaire, la conception de l'interface, sont expliqués par les auteurs de façon que, dans des cas de figure semblables, l'utilisateur puisse transposer, pour ses besoins particuliers, la méthode évoquée ici.

Principe

Lorsqu'un appareil de mesure comporte, sur son panneau arrière, des sorties codées en BCD, ou même lorsque les états logiques correspondant à l'affichage du résultat, situé sur le panneau avant, sont accessibles dans une configuration comme celle de la **figure 1**, par exemple, il est aisé de prélever ces états logiques grâce à un interface approprié, et de décoder par programmation le résultat binaire obtenu, pour obtenir le résultat de mesure affiché par l'appareil.

La **figure 1** montre qu'en reliant les points A0, A1, A2..., A15 à un port d'entrée 16 bits ou à deux ports 8 bits, on pourra « lire » un nombre de 4 chiffres codés en BCD. Grâce à un multiplexage simple, ce nombre peut comporter 8, 12... chiffres. Par exemple, dans notre cas, nous utilisons un mini-ordinateur 16 bits (PDP 11/03) avec un port d'entrée 16 bits (DRV11). Grâce à un multiplexeur (74157), nous lisons alors les 8 chiffres d'un compteur de photons.

Nécessité d'un transcodage

Le problème est qu'il apparaîtra, après lecture par l'interface, à l'adresse mémoire de celui-ci (contenu du buffer), un nombre binaire NB codé sur 16 bits, chaque bit étant respectivement égal à l'état logique A0, A1,... A15. Par un ordre de programmation (PEEK, IPEEK), nous obtiendrons la valeur de ce nombre traduite en décimal avec le signe correspondant à celui du binaire. Cette valeur décimale ne sera pas égale au nombre de 4 chiffres donné par l'appareil de mesure, car ces 4 derniers chiffres sont indépendamment codés en BCD, en 4 groupes de 4 états logiques artificiellement juxtaposés pour constituer NB. Il faut effectuer un transcodage...

Codage des nombres dans un mini-ordinateur

Les nombres binaires **(tabl. 1)** sont écrits sur 16 bits. Le bit numéro 15 (le plus à gauche) détermine le signe : il sera 0 pour les nombres positifs, et 1 pour les négatifs.

Pour un nombre binaire positif, il reste donc 15 bits utilisables. Le plus grand nombre binaire positif sera :

$$2^{14} + 2^{13} + 2^{12} + 2^{11} + 2^{10} + 2^{9} + 2^{8} + 2^{7} + 2^{6} + 2^{5} + 2^{4} + 2^{3} + 2^{2} + 2^{1} + 2^{0} = 32\,767$$

Les nombres binaires négatifs sont écrits avec le bit numéro 15 à 1. Ils sont en fait le complément, à une unité près, du nombre binaire positif qui a la même valeur absolue. Le nombre binaire négatif qui a la plus grande valeur absolue est :

$$-2^{14} - 2^{13} - 2^{12} - 2^{11} - 2^{10} - 2^{9} - 2^{8} - 2^{7} - 2^{6} - 2^{5} - 2^{4} - 2^{3} - 2^{2} - 2^{2} - 2^{1} - 2^{0} - 1 = -32\,768$$

Pour trouver la valeur en décimal d'un nombre binaire négatif, il faudra trouver le complément de ce nombre et lui ajouter le nombre 1 en binaire.

Exemple :

le nombre binaire négatif X = 1abcdefghijklm ;
complémentation :

	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
–	1	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n
X'c =	0	a'	b'	c'	d'	e'	f'	g'	h'	i'	j'	k'	l'	m'	n'

A X'c on ajoute la valeur binaire 1 :

	0	a'	b'	c'	d'	e'	f'	g'	h'	i'	j'	k'	l'	m'	n'
+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
X''c =	0	a''	b''	c''	d''	e''	f''	g''	h''	i''	j''	k''	l''	m''	n''

La valeur absolue de ce nombre binaire négatif sera :

$N = a'' \cdot 2^{14} + b'' \cdot 2^{13} + \ldots + n'' \cdot 2^{0}$

Tableau 1.

Valeur décimale	Expression en binaire
32 767	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
32 766	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0
32 765	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1
2	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0
1	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
– 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
– 2	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0
– 3	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1
– 32 766	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0
– 32 767	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
– 32 768	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0

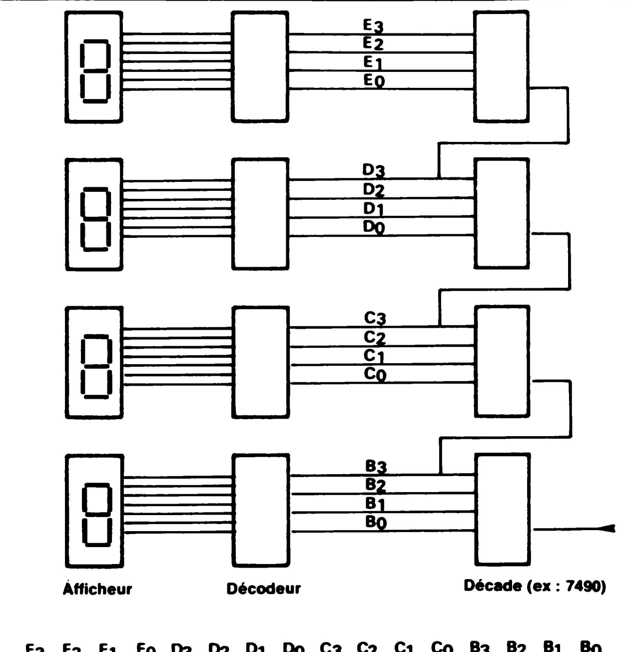
Cas où l'interface lit un nombre binaire positif

Dès que la lecture du port d'entrée est effectuée par l'interface, il apparaît à l'adresse mémoire associée à cet interface un nombre binaire positif NB. Nous pouvons accéder directement par un ordre approprié (PEEK, IPEEK) à la valeur de NB exprimée en décimal. De cette valeur décimale, il faut remonter à la valeur du nombre de 4 chiffres affiché par l'appareil de mesure. Nous savons que le bit numéro 15 est 0. Ce bit est affecté à l'état logique D du nombre des milliers **(fig. 1)**. Si l'on regarde le code BCD **(tabl. 2)**, on voit que ce chiffre des milliers est inférieur ou égal à 7. Le nombre affiché par l'appareil de mesure est donc compris entre 0 et 7999. Le nombre NB s'écrit :

NB = 0 A14 A13 A12 A11 A9 A8 A7 A6 A5 A4 A3 A2 A1 A0

Sa valeur décimale est :

$N = A14 \cdot 2^{14} + A13 \cdot 2^{13} + \ldots + A0 \cdot 2^{0}$



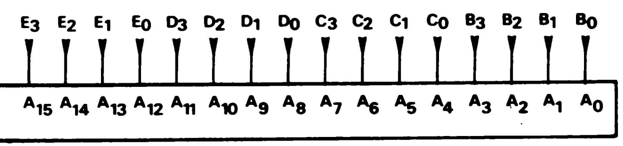


Fig. 1.

Tableau 2.

CODE « BCD »

chiffre décimal	DCBA
0	0 0 0 0
1	0 0 0 1
2	0 0 1 0
3	0 0 1 1
4	0 1 0 0
5	0 1 0 1
6	0 1 1 0
7	0 1 1 1
8	1 0 0 0
9	1 0 0 1

Il peut aussi s'écrire **(tabl. 3)** :

$$\begin{aligned} N = & \; A0 \cdot 2^{0} + A1 \cdot 2^{1} + A2 \cdot 2^{2} + A3 \cdot 2^{3} \\ & + (C0 \cdot 2^{0} + C1 \cdot 2^{1} + C2 \cdot 2^{2} + C3 \cdot 2^{3}) \cdot 16 \\ & + (D0 \cdot 2^{0} + D1 \cdot 2^{1} + D2 \cdot 2^{2} + D3 \cdot 2^{3}) \cdot 256 \\ & + (E0 \cdot 2^{0} + E1 \cdot 2^{1} + E2 \cdot 2^{2} + 0 \cdot 2^{3}) \cdot 4096 \\ & \qquad (E3 = 0) \end{aligned}$$

Il suffira de décomposer par programmation le nombre obtenu NB. Comme nous connaissons sa valeur exprimée en décimal, nous pourrons écrire :

$NB = h \cdot 4096 + i \cdot 256 + j \cdot 16 + k$ **(Fig. 2)**.

avec :

$$\begin{aligned} h &= E0 \cdot 2^{0} + E1 \cdot 2^{1} + E2 \cdot 2^{2} \quad (E3 = 0) \\ i &= D0 \cdot 2^{0} + D1 \cdot 2^{1} + D2 \cdot 2^{2} + D3 \cdot 2^{3} \\ j &= C0 \cdot 2^{0} + C1 \cdot 2^{1} + C2 \cdot 2^{2} + C3 \cdot 2^{3} \\ k &= A0 \cdot 2^{0} + A1 \cdot 2^{1} + A2 \cdot 2^{2} + A3 \cdot 2^{3} \end{aligned}$$



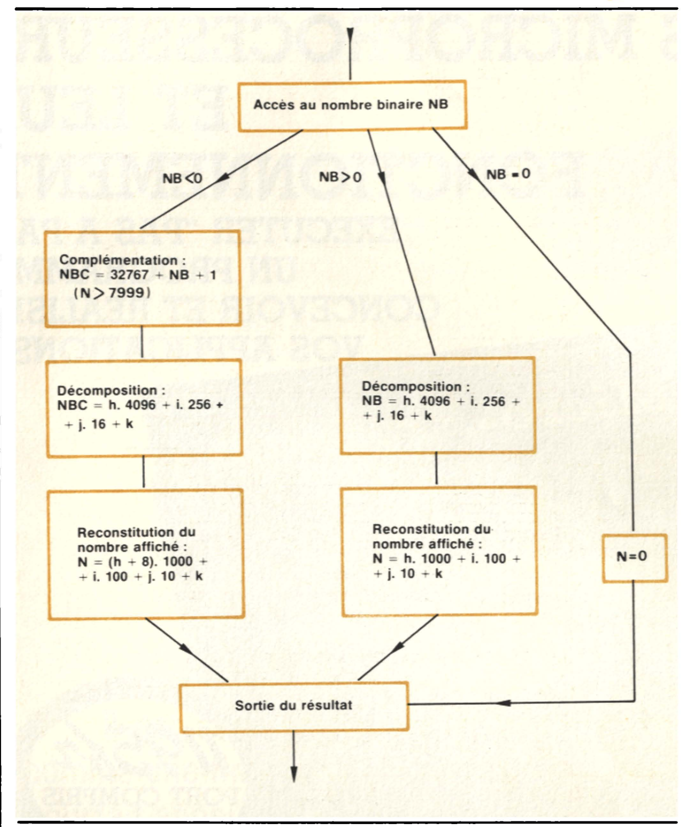


Fig. 2.

Pour les 4 nombres, h, i, j et k, le code binaire naturel dans lequel ils sont exprimés est identique au code BCD ; on en déduit sans difficultés le nombre entier de 4 chiffres affiché par l'appareil de mesure :

$N = h \cdot 1000 + i \cdot 100 + j \cdot 10 + k$, où :

h est le chiffre des milliers, i le chiffre des centaines, j le chiffre des dizaines et k celui des unités.

Cas où l'interface lit un nombre binaire négatif

Dans ce cas, nous obtenons comme précédemment, en décimal, le contenu de l'adresse mémoire affectée à l'interface. Cette valeur décimale est cette fois négative. Le nombre binaire correspondant a son bit numéro 15 à 1. Ce bit, correspondant à l'état logique D du nombre des milliers, nous indique que ce chiffre est 8 ou 9. Le nombre affiché par l'appareil de mesure sera compris entre 8 000 et 9 999.

On cherche le complément augmenté de 1 de ce nombre binaire négatif NB, pour obtenir la valeur absolue exprimée en décimal, du nombre binaire positif correspondant :

NBC = 32 767 + NB + 1 (opération binaire avec NB négatif), ensuite on traite NBC comme au paragraphe précédent, mais ce traitement ne tient pas compte du bit numéro 15 qui cette fois est à 1. Aussi faudra-t-il ne pas oublier d'ajouter 8 au chiffre des milliers (h) ou 8 000 au résultat final :

$NBC = (h + 8) \cdot 4096 + i \cdot 256 + j \cdot 16 + k$

d'où le nombre affiché par l'appareil de mesure :

$N = (h + 8) \cdot 1\,000 + i \cdot 100 + j \cdot 10 + k$

Conclusion

En fonction de ces résultats, l'utilisateur pourra écrire un petit programme de lecture de l'interface. (Dans notre cas, il était écrit directement en FORTRAN.)

Enfin, il est bon de prévoir le cas particulier où le nombre NB lu est nul ; le résultat final N est alors nul.

J. Berrué, R. Chassagnon, C. Crespin
Laboratoire d'Optique des Fluides
Faculté des Sciences d'Angers

Tableau 3.

Bit n°			
A0	$2^0 = 1$		B0 = A du chiffre des unités
A1	$2^1 = 2$		B1 = B
A2	$2^2 = 4$		B2 = C
A3	$2^3 = 8$		B3 = D
A4	$2^4 = 16$	$= 1 \times 16$	C0 = A du chiffre des dizaines
A5	$2^5 = 32$	$= 2 \times 16$	C1 = B
A6	$2^6 = 64$	$= 4 \times 16$	C2 = C
A7	$2^7 = 128$	$= 8 \times 16$	C3 = D
A8	$2^8 = 256$	$= 1 \times 256$	D0 = A du chiffre des centaines
A9	$2^9 = 512$	$= 2 \times 256$	D1 = B
A10	$2^{10} = 1\,024$	$= 4 \times 256$	D2 = C
A11	$2^{11} = 2\,048$	$= 8 \times 256$	D3 = D
A12	$2^{12} = 4\,096$	$= 1 \times 4\,96$	E0 = A du chiffre des milliers
A13	$2^{13} = 8\,192$	$= 2 \times 4\,096$	E1 = B
A14	$2^{14} = 16\,384$	$= 4 \times 4\,096$	E2 = C
A15	= 0 pour un nombre binaire positif 1 pour un nombre binaire négatif		E3 = A15 = D (des milliers)



Un manipulateur Morse automatique

Il est certain que la programmation d'ordinateurs individuels peut être considérée comme une fin en soi, à titre de plaisir intellectuel, et l'expérience montre que ce que l'on pourrait appeler « l'informatique de plaisance » tend à s'orienter dans cette direction.

Chaque fois que la chose est possible, il nous semble tout de même plus satisfaisant de trouver un débouché pratique aux programmes que l'on passe tant de temps à élaborer !

Il n'est pas toujours aisé de mettre en évidence des domaines de la vie courante permettant de rentabiliser, en termes de rapidité et d'efficacité, le recours à l'ordinateur, et il nous semble que le « hobby » très spécialisé offre un meilleur terrain de chasse. Le radioamateurisme se classe en bonne place parmi ceux-ci, comme nous allons le voir.



Avec l'ordinateur, l'apprentissage du « Morse » inaugure une nouvelle « pédagogie »...

```
1 REM MORSE
2 POKE 16514,211
3 POKE 16515,255
4 POKE 16516,201
10 GOTO 200
20 FAST
22 CLS
25 FOR F=1 TO LEN A$
30 IF A$(F)="£" THEN GOSUB 140
35 IF A$(F)="£" THEN GOTO 60
50 IF A$(F)="P" THEN LET L=20
55 IF A$(F)="T" THEN LET L=60
57 GOSUB 100
60 NEXT F
65 SLOW
70 PRINT "MEME MESSAGE ?  O/N"
75 IF INKEY$="O" THEN GOTO 20
80 IF INKEY$="N" THEN GOTO 200
85 GOTO 75
100 FOR N=0 TO L
110 RAND USR 16514
120 NEXT N
130 RETURN
140 FOR M=0 TO 40
150 NEXT M
160 RETURN
200 LET A$=""
205 CLS
210 PRINT "FRAPPEZ VOTRE MESSAG
E"
220 PRINT
230 PRINT "        PUIS NEWLINE"
240 INPUT B$
250 CLS
260 PRINT AT 10,0;"TRADUCTION M
ORSE EN COURS..."
270 FOR F=1 TO LEN B$
280 LET C$=B$(F)
290 GOSUB 300
292 LET A$=A$+D$
295 NEXT F
296 CLS
298 GOTO 20
```

Le début du listing du programme...

Code Morse et micro-informatique

L'apprentissage puis la pratique du code Morse sont des plaisirs dont se dispenseraient volontiers bien des opérateurs si ce procédé, apparemment archaïque, ne permettait des performances irréalisables en phonie.

On peut, toutefois, songer à améliorer le sort de ses utilisateurs en automatisant les tâches les plus fastidieuses. Des manipulateurs automatiques ont été mis au point ici ou là, mais de telles réalisations en logique câblée s'apparentent à ce qu'il est convenu d'appeler des « usines à gaz » !

La logique programmée (autrement dit, la micro-informatique) fournit une solution très élégante et tout à fait économique à ce problème. Tout ordinateur individuel digne de ce nom dispose, en effet, d'un clavier et d'un écran permettant de mettre au point de façon très confortable des textes de toute nature, et notamment des messages radiotélégraphiques. Une fois ces messages chargés en mémoire, rien n'est plus simple pour un microprocesseur que de les traiter grâce à des routines répétitives. Il n'en faut pas plus pour transcoder en Morse un texte alphanumérique ! Reste à trouver un procédé permettant à la machine de transformer en signaux sonores les points et les traits ainsi formés. Sur le ZX-81, la chose est simple, puisqu'un désassemblage des routines de la ROM montre qu'il suffit d'envoyer l'octet 255 sur le port FF pour que les sorties cassette et TV émettent une brève impulsion qu'il suffit alors de répéter à volonté.

Le programme proprement dit

Le déroulement de ce programme s'opère en deux temps : la machine réclame en premier lieu (ligne 210) un texte en « clair », à peu près aussi long que nécessaire, qu'elle stocke dans une chaîne nommée B$. Sitôt cette chaîne entrée, l'ordinateur débute un processus de « traduction » en code Morse. Chaque caractère de B$ est pris séparément, comparé à la liste d'équivalence contenue dans les lignes 300 à 690, et rangé, sous sa nouvelle forme, dans une seconde chaîne baptisée A$. On notera que T signifie TRAIT, P, POINT, et que £ représente la pause que le code Morse prévoit entre deux lettres d'un même mot.

Pendant cette opération, plus ou moins longue suivant l'importance du texte à traiter, l'écran affiche un message destiné à faire patienter l'utilisateur.

La seconde phase débute dès la fin de la première grâce à l'exécution de la ligne 298. La machine passe en mode rapide, car les opérations de sortie par la prise magnétophone ne fonctionnent pas en mode lent.

Chaque caractère de A$ est identifié et dévie le programme vers le sous-programme correspondant au point, au trait ou à l'espace. L'espace (simple ou double selon qu'il sépare deux caractères ou deux mots) est obtenu en faisant « perdre du temps » à la machine dans la boucle FOR-NEXT des lignes 140 et 150. Les traits et les points sont réalisés par un même sous-programme (lignes 100 à 130), mais dans lequel la boucle FOR-NEXT est exécutée respectivement soixante ou vingt fois (un trait doit durer trois fois plus qu'un point). Le programme en langage machine est donc exécuté vingt ou soixante fois à la suite, grâce à la répétition de l'appel de la ligne 110. Chaque exécution de cette routine correspond en effet à *une seule période* du signal BF.

Ce signal est disponible, au niveau « micro », sur la sortie « cassette » du ZX-81, mais peut aussi être écouté directement sur le haut-parleur du téléviseur, quitte à dérégler légèrement l'accord UHF et à forcer le volume sonore.

A la fin du message, un « menu » est proposé à l'utilisateur, évitant à celui-ci d'avoir à frapper de nouveau son message et de devoir attendre une nouvelle traduction, si le besoin se fait sentir de répéter le même texte.

La cadence de manipulation a été choisie moyenne, voire un peu lente, afin de permettre aux débutants de suivre convenablement. Un autre réglage pourrait facilement être programmé au niveau des lignes 50, 55 et 140.




```
 300 IF C$="A" THEN LET D$="PT£"
 310 IF C$="B" THEN LET D$="TPPP
£"
 320 IF C$="C" THEN LET D$="TPTP
£"
 330 IF C$="D" THEN LET D$="TPP£
"
 340 IF C$="E" THEN LET D$="P£"
 350 IF C$="F" THEN LET D$="PPTP
£"
 360 IF C$="G" THEN LET D$="TTP£
"
 370 IF C$="H" THEN LET D$="PPPP
£"
 380 IF C$="I" THEN LET D$="PP£"
 390 IF C$="J" THEN LET D$="PTTT
£"
 400 IF C$="K" THEN LET D$="TPT£
"
 410 IF C$="L" THEN LET D$="PTPP
£"
 420 IF C$="M" THEN LET D$="TT£"
 430 IF C$="N" THEN LET D$="TP£"
 440 IF C$="O" THEN LET D$="TTT£
"
 450 IF C$="P" THEN LET D$="PTTP
£"
 460 IF C$="Q" THEN LET D$="TTPT
£"
 470 IF C$="R" THEN LET D$="PTP£
"
 480 IF C$="S" THEN LET D$="PPP£
"
 490 IF C$="T" THEN LET D$="T£"
 500 IF C$="U" THEN LET D$="PPT£
"
 510 IF C$="V" THEN LET D$="PPPT
£"
 520 IF C$="W" THEN LET D$="PTT£
"
 530 IF C$="X" THEN LET D$="TPPT
£"
 540 IF C$="Y" THEN LET D$="TPTT
£"
 550 IF C$="Z" THEN LET D$="TTPP
£"
 570 IF C$="." THEN LET D$="PTPT
PT£"
 580 IF C$="," THEN LET D$="TTPP
TT£"
 590 IF C$="1" THEN LET D$="PTTT
T£"
 600 IF C$="2" THEN LET D$="PPTT
T£"
 610 IF C$="3" THEN LET D$="PPPT
T£"
 620 IF C$="4" THEN LET D$="PPPP
T£"
 630 IF C$="5" THEN LET D$="PPPP
P£"
 640 IF C$="6" THEN LET D$="TPPP
P£"
 650 IF C$="7" THEN LET D$="TTPP
P£"
 660 IF C$="8" THEN LET D$="TTTP
P£"
 670 IF C$="9" THEN LET D$="TTTT
P£"
 680 IF C$="0" THEN LET D$="TTTT
T"
 690 IF C$=" " THEN LET D$="£"
 900 RETURN
1000 REM COPYRIGHT 1982
```

... dont voici la suite et la fin.

Applications

En dehors de tentatives de couplage du ZX-81 avec un émetteur « phonie » pour lui faire transmettre de la « graphie », la principale application de ce programme est l'apprentissage du Morse. D'un point de vue efficacité pédagogique, il est prouvé que le code Morse s'apprend « à l'oreille », en mémorisant les sonorités correspondant globalement à des lettres, voire à des mots entiers, mais, en aucun cas, en « attrapant au vol » des points et des traits. Il nous semble bien plus efficace de faire écouter à l'élève des textes qu'il aura lui-même frappés au clavier et qui auront pour lui une signification personnelle, à l'inverse d'un quelconque cours pré-enregistré, auquel il pourra être préférable de s'intéresser une fois les premiers pas accomplis sur le ZX !

P. Gueulle

Multimètre Thurlby 1503



MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES THURLBY

32 000 points, haute résolution

Il possède des performances largement supérieures à celles d'un multimètre traditionnel à 2 000 ou 20 000 points, et ce pour un prix particulièrement raisonnable.

Pour apprécier des variations de 1mV autour de 30V

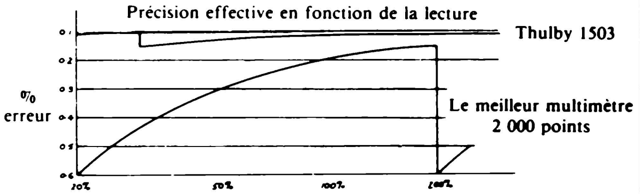
20 000 points	Thurlby 1503
30.08	30.087
Résolution 10 mV	Résolution 1 mV

Pour mesurer une résistance de 220 Ω à 0,1%

2 000 points précision : 0,1 % ± 1 coup	Thurlby 1503
220.	220.06
Incertitude : ± 0,55 %	Incertitude ± 0,1 %



Conclusion : une meilleure précision effective en fonction de la lecture



... et pour les mesures en efficace vrai, nous vous proposons le THURLBY 1504.



elexo

rue des Petits-Ruisseaux - B.P. 24
91370 Verrières-le-Buisson
Tél. : (6) 930.28.80
Télex : 600517 F

SERVICE-LECTEURS N° 241



Laissez votre ZX 81 projeter vos diapositives

Les amateurs de projections sonorisées font très souvent appel à des synchronisateurs permettant d'enregistrer, sur la bande magnétique d'accompagnement, des « tops » capables de commander le passage des vues sur le projecteur.

Si les systèmes existants donnent généralement satisfaction, ils présentent cependant des limites, plus ou moins gênantes selon la complexité des montages audio-visuels réalisés.

Notre but est ici de montrer comment l'informatique individuelle peut être mise efficacement à contribution, pour fournir une solution élégante au problème posé.

Les données du problème

L'enregistrement combiné de la bande sonore et des tops de synchronisation pose souvent des problèmes, que ceux-ci disposent d'une piste réservée, ou qu'ils soient superposés, en ultrasonique, à la musique et aux commentaires. Par ailleurs, une fois la bande réalisée, il devient souvent délicat de la modifier, si l'on souhaite incorporer ou supprimer certains clichés.

La solution que nous proposons consiste à enregistrer les informations définissant l'enchaînement des vues, non pas en temps réel, tout au long de la bande, mais en bloc sur la première minute de bande. Avant la projection, ces données seront chargées sur ordinateur, et celui-ci viendra les lire, dans sa mémoire, lorsqu'il en aura besoin.

Moyennant l'acquisition d'une carte d'entrées-sorties, le ZX 81 pourra donc commander directement le projecteur par sa prise de télécommande.

La carte d'entrées-sorties « 8ES »

Fabriquée en France, la carte « 8ES » est un parfait exemple des extensions qu'il est possible de concevoir pour le ZX 81, et qui en augmente considérablement les possibilités. Pour notre part, nous considérons une telle carte comme un achat indispensable pour quiconque souhaite tirer le maximum de sa machine. Qu'on en juge : ce petit module, qui coûte nettement moins cher que l'imprimante, par exemple, permet au ZX 81 de communiquer avec l'extérieur autrement que par le clavier, l'écran TV, et le magnétophone. Et quand nous écrivons « autrement », nous voulons dire « n'importe comment » ! En effet, la carte « 8ES » possède huit entrées et huit sorties « tout ou rien » pouvant être reliées à, pratiquement, n'importe quel dispositif électronique ou même électrique, tel que contacts, relais, capteurs, etc.

L'écriture des programmes qui conviennent permet donc d'aborder de véritables applications de « contrôle de processus », voisines des pratiques industrielles les plus modernes.

La carte « 8ES » ne pouvant être mise en action que par des instructions en langage machine, l'utilisateur peut choisir entre une programmation directe en assembleur Z 80, très rapide mais aussi passablement compliquée, et la classique programmation BASIC, grâce à l'appel d'un sous-programme machine aimablement fourni par le fabricant de la carte !

Bien sûr, ce fonctionnement sous BASIC est lent, mais il permet tout de même environ deux opérations d'entrée-sortie par seconde, ce qui est souvent suffisant, notamment dans le cas qui nous intéresse ici.




```
  1 REM DIAPOS
  2 LET ADR=127
  3 POKE 16514,58
  4 POKE 16515,33
  5 POKE 16516,64
  6 POKE 16517,211
  7 POKE 16518,ADR
  8 POKE 16519,201
 19 DIM E(8)
 20 DIM S(8)
 21 GOTO 50
 22 LET OUT=S(1)+2*S(2)+4*S(3)+
8*S(4)+16*S(5)+32*S(6)+64*S(7)+1
28*S(8)
 23 POKE 16417,OUT
 24 RAND USR 16514
 25 RETURN
 50 PRINT "POUR PROGRAMMER,APPU
YER SUR 0"
 51 PRINT
 52 PRINT "POUR PROJETER,APPUYE
R SUR 1"
 53 IF INKEY$="0" THEN GOTO 56
 54 IF INKEY$="1" THEN GOTO 100
 55 GOTO 53
 56 LET L=1
 58 LET T$=""
 59 CLS
 60 PRINT "TEMPS DE PROJECTION
DE LA VUE"
 65 PRINT "NUMERO ";L;" EN SECO
NDES ?"
 66 PRINT
 67 PRINT "(A LA FIN,REPONDRE 0
)"
 68 PRINT
 69 PRINT "EN VALIDANT PAR NEWL
INE"
 70 INPUT T
 71 CLS
 72 IF T=0 THEN GOTO 500
 75 LET T=(T*50)-50
 80 LET T$=T$+STR$ T+"£"
 85 LET L=L+1
 90 GOTO 59
110 LET L=1
115 LET P$=""
120 IF CODE T$(L)=12 THEN GOTO
200
130 LET P$=P$+T$(L)
140 LET L=L+1
150 GOTO 120
200 CLS
202 FAST
205 PAUSE VAL P$
210 LET S(1)=1
220 GOSUB 22
225 PAUSE 15
230 LET S(1)=0
240 GOSUB 22
250 LET L=L+1
255 SLOW
260 GOTO 115
500 CLS
510 PRINT "ENREGISTRER SUR CASS
ETTE"
520 PAUSE 300
530 SAVE "DIAPORAMA"
535 CLS
540 GOTO 50
550 REM COPYRIGHT 1982
```

Le programme réalisé par l'auteur, « sorti » sur imprimante.

Notre programme

Le programme listé dans l'article ne met à profit qu'une bien faible partie des ressources de la carte « 8ES », soit une seule sortie, chargée de commander le passe-vues du projecteur. Cette simplicité de l'application permet d'utiliser une routine machine plus courte que celle fournie par le fabricant de la carte, et qui tient dans les lignes 1 à 8 du BASIC. On notera que les lignes 2 à 8 ne servent qu'à « injecter » dans la ligne 1 les octets du code machine, et qu'il ne faudra pas s'étonner si le mot DIAPOS cède la place à une série de signes apparemment farfelus. Pour cette raison, il ne faut pas tenter de supprimer ou même de modifier cette ligne 1 : remplacer « DIAPOS » par « DIAPO », par exemple, conduirait tout droit à la catastrophe !

Il est nécessaire de préciser qu'il existe, sur le marché, deux versions de cartes « 8ES » : les plus anciennes sont câblées pour répondre à l'adresse machine n° 127, d'où le libellé de la ligne 2 du programme. Les versions plus récentes peuvent être adaptées par l'utilisateur à diverses adresses, mais sont livrées commutées sur l'adresse 63. Ceux de nos lecteurs qui possèdent ce modèle de carte remplaceront la ligne 2 par :

2 LET ADR = 63

Sans cette précaution, le programme ne fonctionnerait pas !

Avant d'utiliser ce programme, il est nécessaire de fixer le temps pendant lequel on souhaite voir chaque cliché séjourner sur l'écran. Une bonne moyenne se situe aux environs de douze à quinze secondes, exceptionnellement plus pour les très belles vues, et parfois moins pour les passages « flash » dont il ne faut, bien sûr, pas abuser sous peine de fatiguer le spectateur.

Une fois ce « livret de projection » établi, il reste à le transcrire sur machine, en lançant le programme par RUN, et en répondant à ses questions. Lors du passage du « menu », on choisira évidemment le mode « programmation ».

Après indication du temps de projection de la dernière vue, il faudra répondre « 0 », puis mettre le magnétophone en route afin d'enregistrer les données de projection au début de la

cassette. Cela fait, le retour au « menu » permet de procéder à une projection automatique, au cours de laquelle on pourra composer la bande sonore, enregistrée à la suite du programme, sur la même cassette. Plus tard, lors du rechargement du programme, il n'y aura pas lieu de le lancer, puisque le « menu » viendra immédiatement à l'écran. Il suffira de presser la touche « 1 » dès l'allumage du projecteur. A la limite, pour la projection, on peut se dispenser du téléviseur, à condition de bien se souvenir de la procédure !

Branchements

Les sorties de la carte « 8ES » sont munies de transistors NPN en collecteur ouvert, capables de supporter 2 A sous 30 V. C'est dire qu'un branchement direct peut être envisagé sur la prise de télécommande de bien des projecteurs (par exemple le Rollei P 355 de l'auteur). Cependant, l'immense diversité des modèles existants oblige à une vérification cas par cas, quitte à passer par un relais lorsqu'un doute subsiste. Il est, bien sûr, nécessaire de respecter scrupuleusement la polarité, et les précautions d'emploi citées dans la notice de la carte, à laquelle cet article ne saurait se substituer, et à laquelle il convient de se reporter chaque fois que nécessaire.

Conclusion

Cette application originale devrait contribuer à prouver que l'informatique individuelle, loin de se cantonner dans le domaine des jeux, peut rendre de réels services dans la vie courante. Nos lecteurs pourront facilement extrapoler le programme si leur cas particulier le nécessite (par exemple, commande simultanée de plusieurs projecteurs).

P. Gueulle



Photocoupleurs rapides : quelques applications

Au sein de la grande famille des composants optoélectroniques, les photocoupleurs ont conquis un large domaine d'applications, particulièrement dans les circuits où il est impératif de transmettre des signaux en sauvegardant l'isolation électrique et l'immunité au bruit.

A cet égard, les photocoupleurs tendent, en beaucoup de cas, à remplacer avantageusement les transformateurs ; les progrès accomplis en termes de vitesse, bande passante, capacités parasites... sont décisifs.

Voici quelques exemples d'application des photocoupleurs rapides.

Les photocoupleurs rapides

Un photocoupleur est composé généralement d'un élément photoémissif dont le flux lumineux est couplé à un photodétecteur par l'intermédiaire d'une isolation optique transparente.

Le photoémetteur peut être une lampe à incandescence ou à néon, ou bien une diode électroluminescente. L'isolation optique peut être constituée par de l'air, du verre, du plastique ou de la fibre optique.

Le photodétecteur peut être un photoconducteur, une photodiode, un photoFET ou une combinaison intégrée photodiode/amplificateur.

Les photocoupleurs conventionnels sont composés d'une DEL à l'entrée et d'un phototransistor couplé optiquement.

Le phototransistor délivre le gain suffisant en vue d'un interfaçage avec des circuits logiques.

Cependant, la présence de la capacité de *Miller* du transistor vient limiter la bande passante du photocoupleur et, de ce fait, limiter la fréquence de fonctionnement à 100 kHz maximum.

La gamme des photocoupleurs de *Hewlett-Packard* que nous prenons ici comme exemple, grâce à une optimisation des performances du détecteur, augmente de façon notable la réponse en fréquence, ceci par l'intégration sur une même structure d'une photodiode récupérant la lumière émise par la DEL, associée à un étage « pseudo Darlington » ou à des ensembles plus complexes associant mise en forme et amplificateurs rapides.

En conséquence, la capacité de réaction de 15 pF, valeur moyenne pour les phototransistors, est réduite à moins de 1 pF, ce qui permet de monter à des fréquences de 20 MHz **(tabl. 1)**.

Exemple type de ce genre de produit, le photocoupleur à grande vitesse, série 6N136/SL5505, est composé d'une DEL AsGaP à l'entrée.

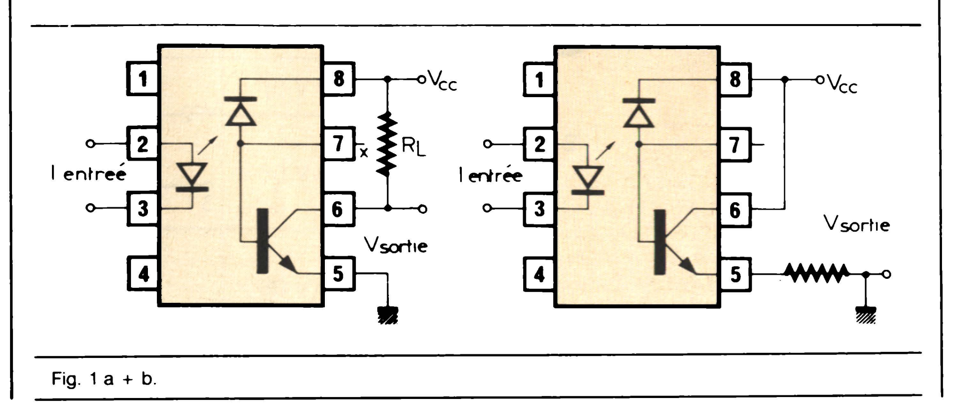


Fig. 1 a + b.

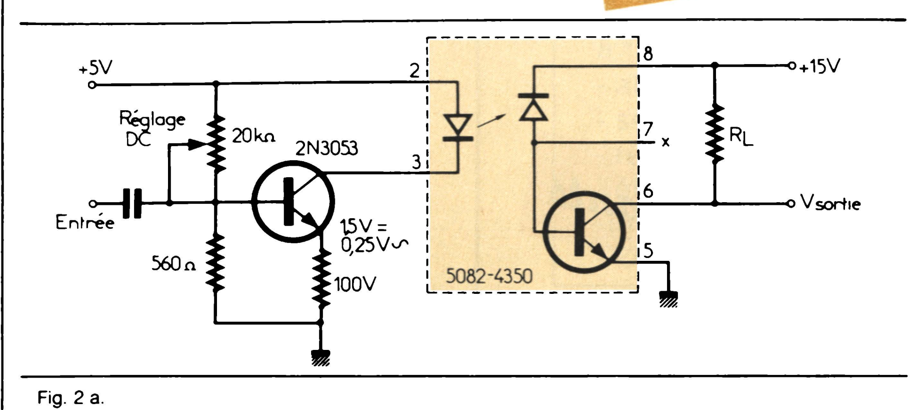
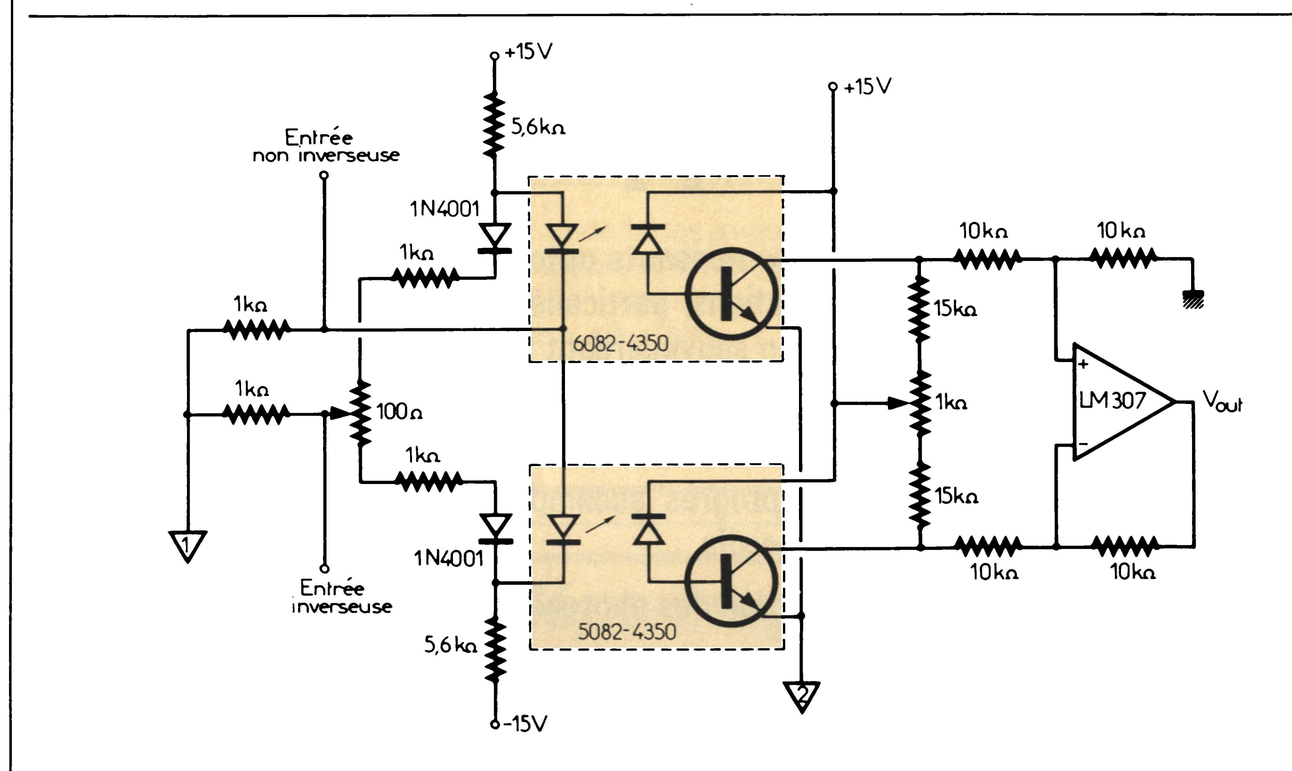


Fig. 2 a.

couplée à une diode/transistor en détection. En plus d'une meilleure bande passante, cette série présente les avantages des coupleurs à phototransistors : bonne réjection en mode commun, interface aisé avec les circuits TTL, C.MOS... On peut l'utiliser de deux façons : soit en mode haute fréquence, dans ce cas la diode est séparée du transistor par une résistance de charge connectée au collecteur ; soit en phototransistor, où la diode attaque directement la base du transistor **(fig. 1a et b)**.



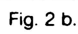


Fig. 2 b.

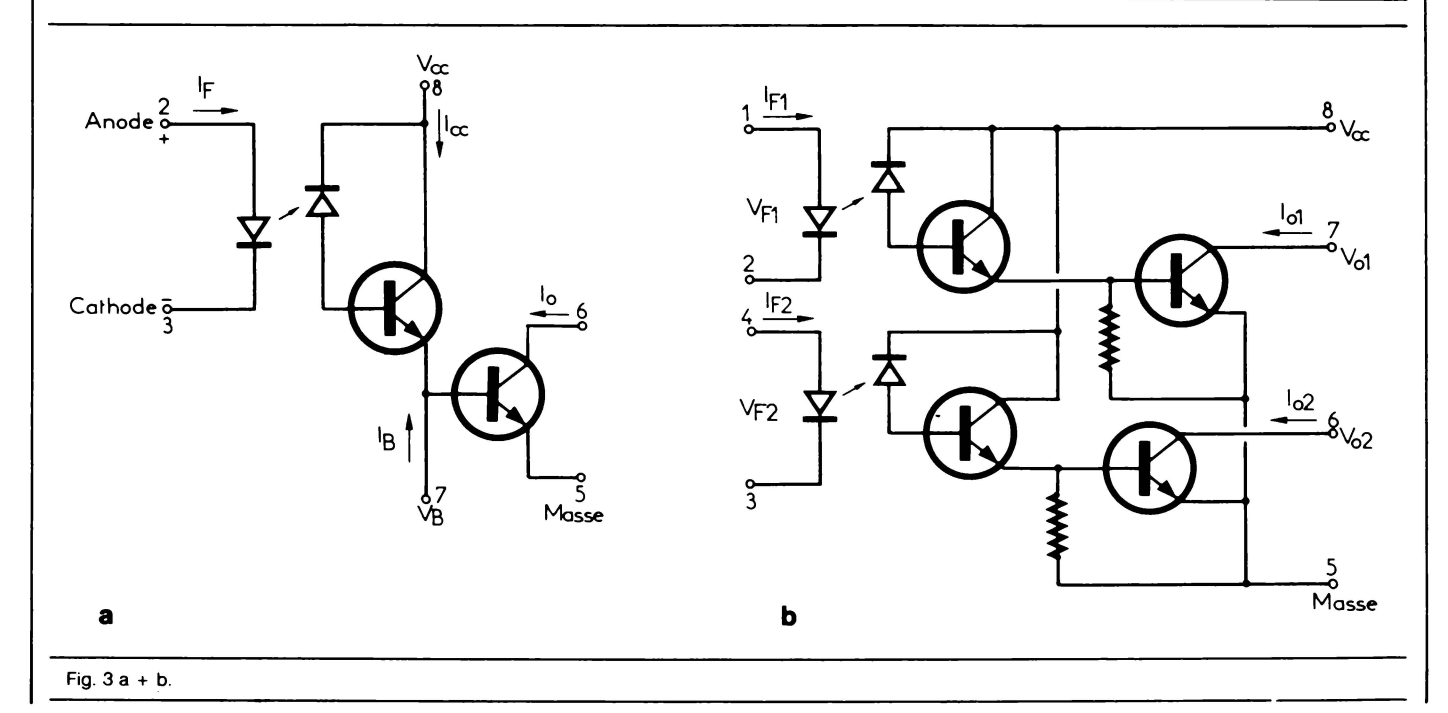
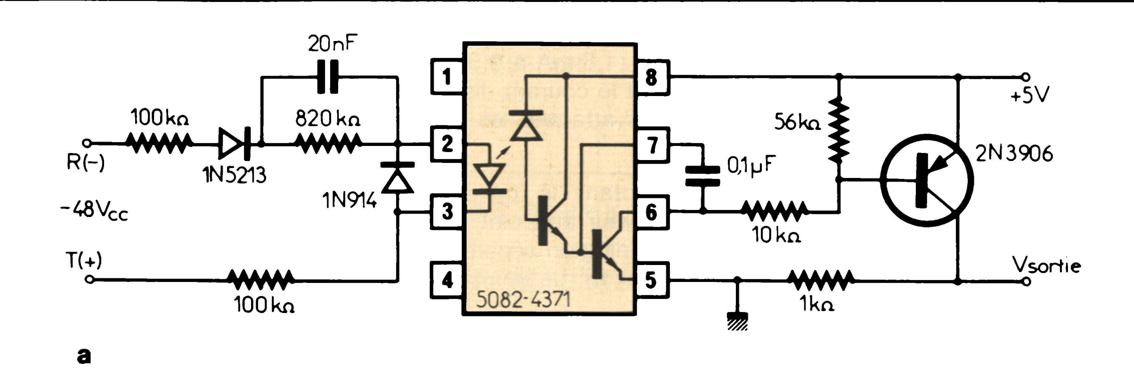


Fig. 3 a + b.



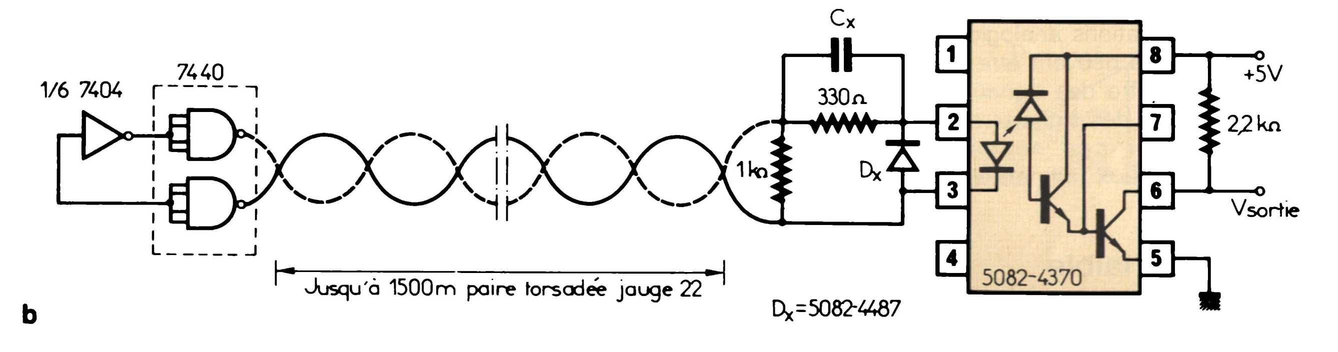


Fig. 4 a + b.

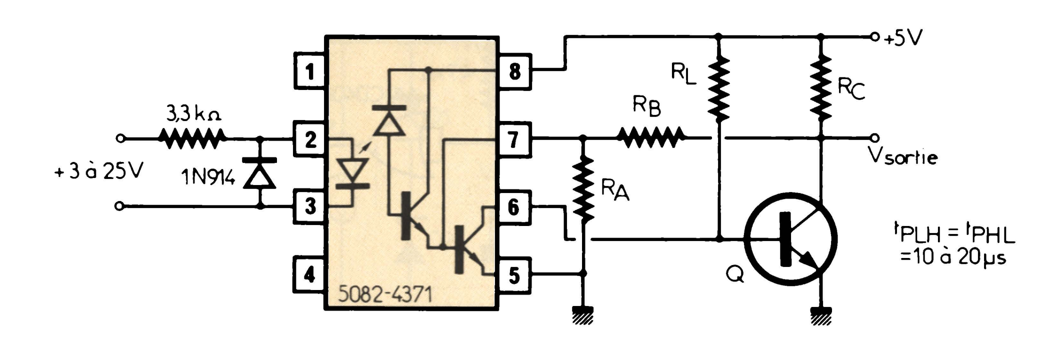


Fig. 4 c.

Tableau 1.

Exemple de photocoupleur	Bande passante	Temps de propagation	Taux de réjection en mode commun
6N137	20 MHz	60 ns	10 V / 10 MHz
6N136 (modèle haute fréquence)	4 MHz	225 ns	30 V / 1 MHz
6N139 (modèle photo-transistor)	500 kHz	1 µs	30 V / 1 MHz
Phototransistor	100 kHz	6 µs	3 V / 1 MHz



Applications des photocoupleurs à grande vitesse

Ces photocoupleurs peuvent être utilisés en récepteurs pour lignes de transmission. En effet, la tension directe de la diode d'entrée établit un seuil pour le courant, ce qui augmente d'autant plus l'immunité au bruit en comparaison avec les récepteurs de ligne classiques.

Dans les applications analogiques, les photocoupleurs peuvent être utilisés pour transmettre des signaux alternatifs ainsi que des signaux continus. Ce dernier cas nécessite l'utilisation de deux alimentations **(fig. 2a et b)**.

Application à faible courant d'entrée et grand gain

En ajoutant un étage émetteur-suiveur au montage détecteur précédent, il est possible de réduire singulièrement le courant de commande de la DEL d'entrée (1,6 mA à 0,5 mA) tout en conservant le courant disponible à la sortie pour attaquer les CI classiques.

En connectant le collecteur de l'émetteur-suiveur au point de polarisation, un Darlington séparé est ainsi créé **(fig. 3a et b)**. Le montage utilise un 6N139.

Cela permet d'avoir une faible tension de saturation à la sortie, tout en ayant un grand rendement de couplage entrée/sortie. Toutefois, du fait que l'émetteur-suiveur présente une plus grande impédance à la photodiode, ce montage est moins rapide que la série 6N136, mais bien supérieur cependant aux autres coupleurs Darlington (200 à 300 kHz).

Application grande vitesse et grand gain

Le détecteur consiste ici en une photodiode suivie d'un amplificateur linéaire à réponse étendue commandant un transistor de sortie bouclé par une diode Schottky.

De plus, un écran intégré entre la DEL et la photodiode augmente le taux de réjection en mode commun.

Ces photocoupleurs (HCPL-2601/2602) délivrent des sorties digitales compatibles TTL. Ils peuvent être utilisés en récepteur de ligne isolé, interface faible puissance, isolement entrée/sortie pour instrumentation **(fig. 4a à d)**.

Photocoupleur continu ou alternatif, logique à détection de seuil

Dans la mise en œuvre d'une interface entre un système perturbé et un système logique, il est recommandé de prévoir quelques points de test où le signal peut être considéré comme une référence valable.

Le photocoupleur HCPL-3700 répond à ce problème : il possède, sur une seule puce à huit broches, une entrée continue, une entrée alternative avec sa fonction détection en courant

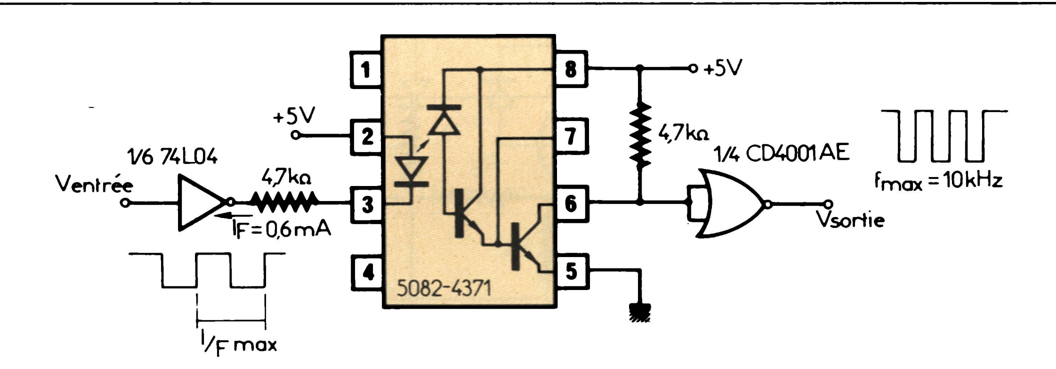


Fig. 4 d.

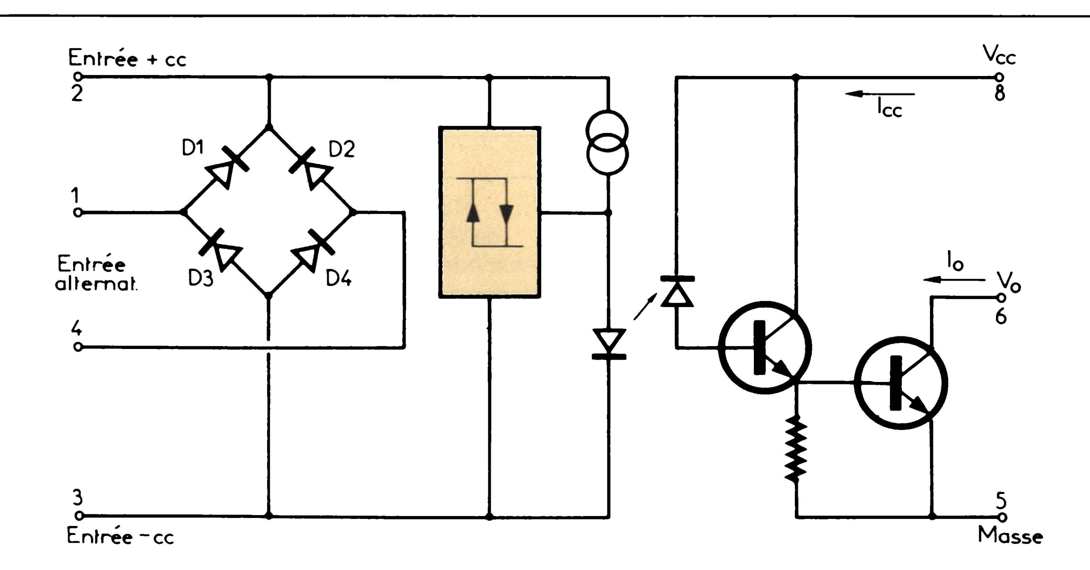


Fig. 5.

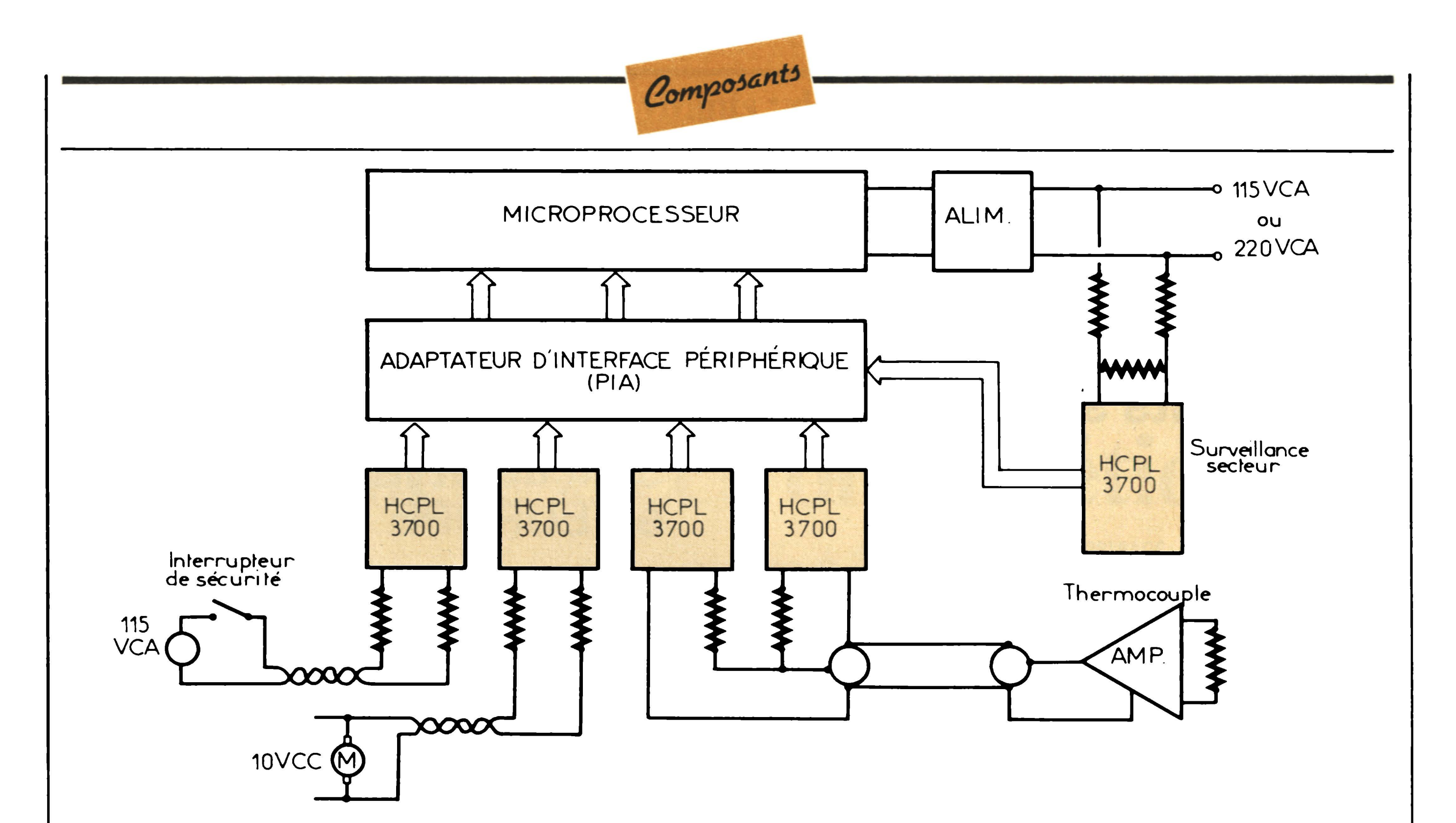


Fig. 6.

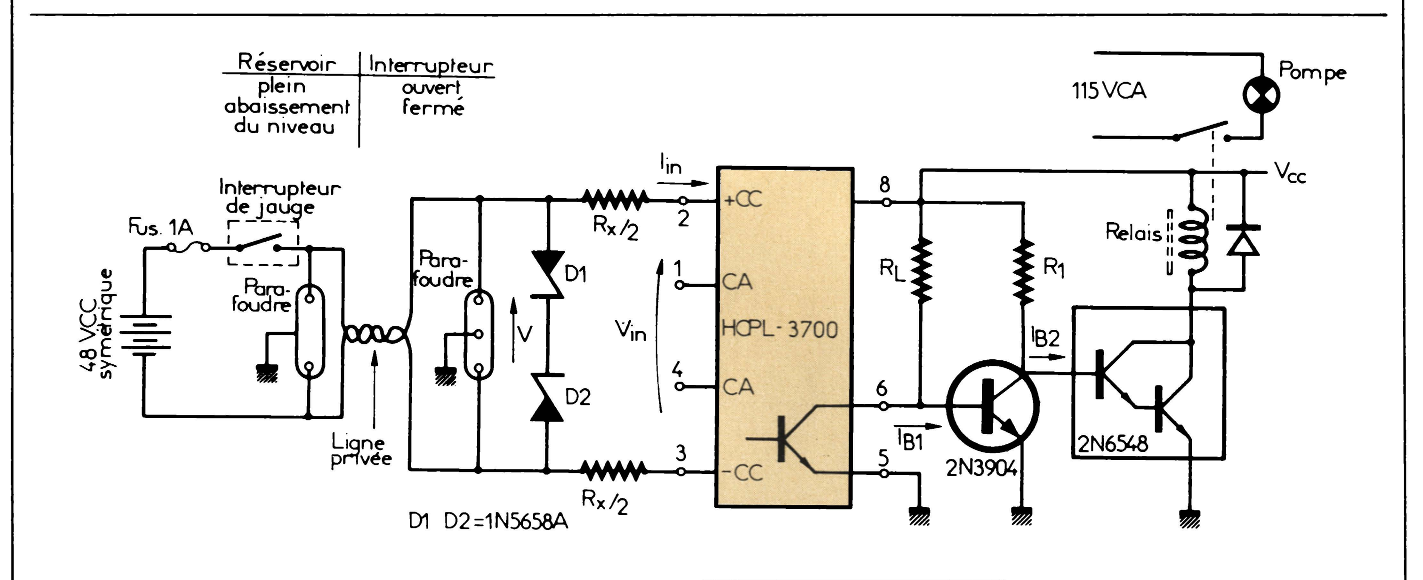


Fig. 7.

ou en tension et un photocoupleur à très forte tension d'isolement **(fig. 5)**.

Le circuit d'entrée fonctionne en continu ou en alternatif et fournit un niveau de seuil avec hystérésis compensé en température.

Outre la possibilité d'être attaquées par des signaux alternatifs ou continus, les diodes Zener du pont fournissent un écrêtage de la tension d'entrée pour protéger le circuit de seuil ou les DEL.

Les problèmes rencontrés en milieux perturbés pour l'interface dans les systèmes de surveillance industrielle **(fig. 6)** entre les équipements de puissance et les équipements logiques de commande, sont ainsi résolus plus aisément.

Le contrôle de la fermeture de contacts ou de la tension d'excitation de relais, la détection de défauts de fonctionnement de circuits de contacts de proximité ou de jauge **(fig. 7)**, la surveillance des signaux issus de capteurs de température ou de pression peuvent être conçus avec des HCPL-3700 lorsque de forts isolements sont nécessaires.

Applications Hewlett-Packard



Nuisances électromagnétiques et santé

(deuxième partie)

L'action des champs électromagnétiques sur les tissus biologiques vivants est encore mal connue, faut d'observations intensives et systématiques.

On peut cependant dégager, après critique des données scientifiques disponibles, des résultats qui assurent que cette action est loin d'être négligeable ; c'est ce que la seconde partie de l'étude expose ici.

Le corps humain : une antenne (presque) comme les autres, mais dont le comportement est difficile à « modéliser ». (Doc. CERN.)



L'« antenne humaine »

La dimension et la forme du corps exposé fait partie des paramètres variables évoqués dans le paragraphe sur les méthodes de calcul. L'être humain, considéré comme une structure verticale, réagit comme une antenne, comme un collecteur d'ondes. D'après *D. Depris*, l'ensemble de nos organes constituent eux-mêmes des collecteurs d'ondes, ce qui signifie en clair qu'ils absorbent des quantités plus ou moins importantes de rayonnements électro-magnétiques selon le principe même des antennes. Et, toujours selon le principe de base des « antennes », nos organes seront plus sensibles à certaines fréquences (ou longueur d'ondes) plutôt qu'à d'autres, en fonction de leur taille.

C'est ce qui a permis aux spécialistes des « hautes fréquences » de déterminer la « fourchette » des rayonnements dangereux pour les organismes vivants. Cette « fourchette » présente un minimum vers 10 MHz sans présenter de maximum, puisque nous savons qu'un rayonnement est d'autant plus dangereux que sa fréquence est plus élevée et sa longueur d'onde plus courte, et, au-delà de la centaine de GHz, ce sont les effets thermiques des ondes qui seront déterminants tandis que les effets « non-thermiques » influenceront surtout les micro-organismes et les structures moléculaires.

Une antenne ne devient efficace que si elle représente, au moins, le seizième de la longueur d'onde des rayonnements considérés. Dès lors, notre corps ne sera guère sensible aux champs radioélectriques dont la longueur d'onde sera plus de seize fois supérieure à la taille maximale de l'être humain, soit environ trente mètres pour une taille inférieure à deux mètres.

C'est la raison pour laquelle les ondes dont la longueur dépasse 30 mètres (fréquence inférieure à 10 MHz) peuvent être considérées comme ayant des effets biologiques mineurs ou négligeables. Ce sont les rayonnements utilisés en radio pour les transmissions en ondes courtes, moyennes, longues et « extra-longues » (« ELF »). Ces ondes peuvent néanmoins s'avérer dangereuses lorsqu'elles sont produites par des générateurs (ou émetteurs) de très forte puissance (de l'ordre du MW).

Toujours d'après *D. Depris*, c'est au niveau du « quart-d'onde » ou de la « demi-onde » que les aériens ou collecteurs d'ondes offrent un maximum d'efficacité. Ainsi, si l'on considère le corps humain pris dans son ensemble, la majorité des adultes seront surtout sensibles aux rayonnements dont la longueur d'onde se situe entre 3 mètres et 8 mètres, ce qui correspond aux fréquences comprises entre 40 et 100 MHz, soit la bande des fréquences les plus usuelles en matière de radiotransmission, et notamment les émissions de Radiodiffusion en modulation de fréquence. Les enfants seront perturbés par d'autres fréquences, plus élevées, étant donné leur plus petite taille. En outre, il y a lieu de tenir compte du fait que nos tissus se comportent plutôt comme les antennes à très large bande réagissant non pas à des fréquences déterminées mais à des bandes de fréquences. Pour une taille de l'ordre de 1,75 m, nous aurons les valeurs du tableau ci-après :

Quart d'onde : 7 m (λ)	= 42,85	MHz
3 × quart d'onde : 2,33 m	= 128,75	MHz
5 × quart d'onde : 1,40 m	= 214,28	MHz
7 × quart d'onde : 1 m	= 300	MHz
9 × quart d'onde : 0,77 m	= 389,60	MHz
	etc.	
Demi-onde (λ) : 3,50 m	= 85	MHz
2 × demi-onde : 1,75 m	= 171,42	MHz
3 × demi-onde : 1,16 m	= 258,60	MHz
4 × demi-onde : 0,87 m	= 344,80	MHz
5 × demi-onde : 0,70 m	= 428,50	MHz
6 × demi-onde : 0,58 m	= 517,20	MHz
7 × demi-onde : 0,50 m	= 600	MHz
8 × demi-onde : 0,43 m	= 697,60	MHz
9 × demi-onde : 0,38 m	= 789,40	MHz
10 × demi-onde : 0,35 m	= 857,10	MHz
11 × demi-onde : 0,31 m	= 967,70	MHz
	etc.	

Il est possible de considérer non plus la totalité de notre corps, mais les différents organes ou éléments qui le composent ; on constatera que ce sont les fréquences très élevées (UHF, SHF et EHF) qui seront de nature à les perturber directement et toujours en fonction de cette relation « taille-longueur d'onde ». La **figure 5** indique la différence de pénétration des ondes dans les tissus, dans le cerveau ou dans quelques autres parties de notre organisme en fonction de rayonnements compris entre 100 MHz et 10 GHz.

Ce sont les fréquences les plus couramment employées par la technologie actuelle (VHF, UHF, SHF) qui provoquent la pénétration la plus grande au niveau des graisses, du cristallin de l'œil et du cerveau. Ces fréquences, particulièrement nocives de par leurs effets non thermiques, sont comprises entre 30 MHz et 3 GHz. Le sang et ses divers composants seront surtout sensibles aux rayonnements dont la fréquence dépasse 2,5 GHz !

En classant les effets biologiques en fonction des fréquences, *D. Depris* arrive aux conclusions suivantes :

● *25 à 30 MHz (radio-amateurs, CB, taxis...)* : pénétration de 3 à 4 cm à l'intérieur du cerveau, pénétration totale de la moëlle épinière, pénétration totale du cristallin de l'œil. Ces ondes affectent tous les tissus et les os mais perturbent surtout le cerveau et le système nerveux.

● *88 à 108 MHz (radiodiffusion en FM)* : pénétration maximale du cerveau jusqu'à plus de 4 cm ; pénétration totale de la moelle épinière et de toutes les parties de l'œil. Comme la bande précédente, ces fréquences affectent au maximum tout notre organisme et principalement les centres nerveux. C'est vers 85-90 MHz que l'absorption d'énergie rayonnée est la plus élevée pour une personne de taille moyenne.

● *174 à 216 MHz (bande III VHF en télévision)* : considérations et constatations à peu près identiques à la bande précédente. La bande V TV, affecte surtout l'organisme des enfants en pleine croissance.

● *614 à 854 MHz (bande V UHF télévision)* : la pénétration du cerveau est encore de l'ordre de 2 cm tandis que le pouvoir énergétique s'accroît sensiblement (près de 10 fois plus élevé qu'à 88 MHz). La pénétration reste totale pour la moëlle épinière et les centres nerveux.

● *2 450 MHz ou 2,45 GHz (radars de surveillance, satellites TV, fours à micro-ondes...) :* la pénétration du cerveau se situe entre 0,5 et 1 cm. La moëlle épinière reste affectée dans sa totalité. Fréquences très dangereuses pour l'œil, et qui commencent à affecter le sang et les micro-organismes (chaînes moléculaires, acides aminés...). Ces fréquences pénètrent les graisses sur près de 5 cm.

● *10 à 100 GHz (radars civils et militaires, satellites TV, fours industriels...) :* affectent toute la surface du cerveau et la pénètrent encore de quelques millimètres. Ces ondes qui développent de 1 000 à 10 000 fois plus d'énergie qu'une onde de 10 MHz, affectent directement le sang et tous les micro-organismes et pénètrent les graisses sur près d'un centimètre. Leurs effets biologiques sont considérables malgré leur faible pouvoir de pénétration. Ce sont malheureusement ces fréquences (12 GHz) qui ont été choisies pour le réseau européen de télédistribution par satellites géo-stationnaires.

En fait, toutes ces ondes affectent plus ou moins directement toutes les parties de notre individu avec cependant un effet prépondérant sur le cerveau et les centres nerveux, via la moëlle épinière. D'autres troubles, comme les troubles cardio-vasculaires, découlent d'un dérèglement des centres nerveux plutôt que d'une atteinte directe du cœur et du système cardiaque de base.

Il est intéressant de reproduire les courbes de la **figure 6** (extraites de *« Radio Communication »*, février 1982) ainsi que les commentaires de *D. Depris*. Ces courbes indiquent le niveau relatif d'énergie absorbée par un homme de taille moyenne en station debout selon la fréquence de l'émetteur et la polarisation de l'onde porteuse.

On constate ainsi qu'à 100 MHz, l'homme absorbe 10 000 fois plus d'énergie que s'il s'agissait d'une onde de même puissance mais d'une fréquence de 1 MHz. C'est aux environs de 70-80 MHz, en polarisation verticale, que l'absorption relative est la plus grande, soit plus de 300 000 fois supérieure à ce qu'elle serait en polarisation horizontale à 1 MHz.

On constate également qu'au-delà de 500 MHz, l'absorption devient plus importante pour une onde polarisée horizontalement. Entre 1 GHz et 100 GHz, le niveau d'absorption devient pratiquement constant. En polarisation verticale, le niveau d'absorption atteint la valeur 10 000 aux environs de 25-30 MHz et elle dépasse la valeur 100 000 entre 70 et 120 MHz (comparativement à une onde porteuse de 1 MHz en polarisation horizontale).

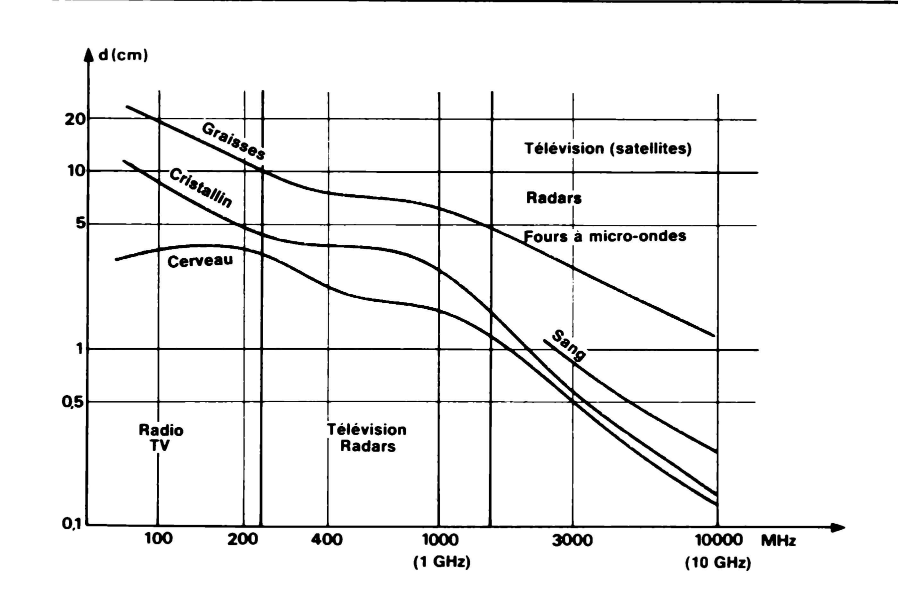


Fig. 5. – Profondeur de pénétration dans les tissus biologiques en fonction de la fréquence (d'après J. Trémolières et D. Depris).

Cela confirme la réalité des dangers existants au-delà de 10 MHz et indique clairement qu'une porteuse polarisée verticalement (antenne verticale) sera absorbée de 0,5 à 13 fois plus que la même onde polarisée horizontalement, du moins entre 1 et 125 MHz.

En conclusion, on peut dire que le niveau d'énergie produit par les ondes rayonnées s'accroît régulièrement au fur et à mesure que la fréquence augmente et que le niveau d'énergie effectivement absorbée par notre corps-antenne varie considérablement en fonction de la fréquence jusqu'aux environs de 90 MHz (niveau d'absorption maximale) pour ensuite se stabiliser au-delà de cette fréquence critique.

Or, cette fréquence critique se situe au centre de la bande VHF réservée aux émissions de radiodiffusion en fréquence modulée (FM), soit la bande de 87,5 à 100 MHz. Toute personne dont la taille varie entre 1,40 mètre et 1,70 mètre « résonne » exactement comme une demi-onde au sol, onde dont la longueur est proche de 3 mètres.

Il est donc assez stupéfiant de constater que cette bande de fréquence, particulièrement dangereuse en ce qui concerne les effets biologiques, est justement celle qui, depuis quelques années, est la plus employée pour des transmissions hertziennes ayant lieu en site urbain et, bien souvent, vingt-quatre heures sur vingt-quatre.

Voici, à titre de comparaison, quelques chiffres particulièrement significatifs sur le rapport de nuisance existant entre un émetteur de radiodiffusion émettant en AM et un autre émetteur utilisant la bande VHF aux environs de 100 MHz.

Un émetteur travaillant sur 100 MHz rayonnera une onde qui sera absorbée par notre corps 300 000 fois plus que l'onde de 1 MHz émise par l'émetteur « ondes moyennes ». En outre, une onde de 100 MHz génère 100 fois plus d'énergie qu'une onde de 1 MHz. Dès lors, en combinant ces deux effets, nous constatons que le « niveau de puissance » (niveau d'énergie rayonnée et absorbable par le corps humain) d'une onde de 100 MHz sera 30 millions de fois plus élevé que celui d'une onde de 1 MHz.

Ainsi donc, la pollution électromagnétique qui sera engendrée par un émetteur VHF-FM de 1 W sera l'équivalent du niveau de pollution engendré par un émetteur « ondes moyennes » de quelque 30 MW. Avec des émetteurs dits de « radios libres » prévus par la loi (100 W rayonnés maximum) nous subissons un niveau de nuisance équivalent à un émetteur de 3 GW travaillant dans la bande AM de 300 mètres ! Que dire alors des émetteurs de plus de 10 kW installés en plein centre ville par certaines stations ?



Le point de vue de l'OMS

Les experts de l'*Organisation Mondiale de la Santé (OMS)* ont cherché à mettre en évidence à quel niveau se situait l'action des ondes radioélectriques. Il faut avouer que le problème n'est pas simple à résoudre, et qu'un certain nombre de précautions sont à prendre avant de tirer des conclusions.

En *dosimétrie des fréquences radioélectriques et des hyperfréquences,* on utilise deux grandeurs : l'intensité du champ électrique interne ou la quantité d'énergie absorbée par unité de temps et de masse (taux d'absorption spécifique : TAS). Les unités les plus fréquemment employées pour la mesure du TAS sont le W/kg et le mW/kg.

Les systèmes biologiques constituent des diélectriques dissipatifs caractérisés par une conductibilité limitée. Les pertes proviennent du mouvement des ions libres (perte de conduction) et de la rotation des molécules (perte diélectrique). Il y a donc interaction entre un milieu biologique et les ondes électromagnétiques qui s'y propagent, d'où un transfert d'énergie. Il en résulte un affaiblissement du champ et une augmentation de l'énergie cinétique des molécules constituant le milieu, autrement dit un échauffement de ce milieu.

L'importance de l'affaiblissement du champ dépend des propriétés diélectriques du milieu qui varient en fonction de la fréquence du champ incident. La partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité complexe sont en général une fonction décroissante de la fréquence.

C'est la théorie classique de l'absorption de l'énergie véhiculée aux fréquences radioélectriques ou aux hyperfréquences, énoncée par *Schwann* et qui peut être résumée comme suit : « Parmi les effets mis en évidence dans les systèmes biologiques, le plus important réside dans le dégagement de chaleur, mais des interactions directes sont possibles entre le champ et les membranes, les biopolymères et les liquides organiques. » Pourtant, toute l'énergie est absorbée par suite des pertes de conduction, des mouvements moléculaires et de la rotation des biopolymères.

Le taux d'absorption spécifique (TAS) est égal, par définition, au taux d'énergie absorbé par l'unité de masse de l'objet exposé. Dans le cas des champs sinusoïdaux stationnaires, le TAS est proportionnel à la conductivité du tissu et au carré du champ électrique, et inversement proportionnel à la masse spécifique. La relation est plus complexe dans le cas de champs pulsés ou modulés si les propriétés intrinsèques du milieu ne sont pas linéaires. Cependant, étant donné que le TAS dépend de l'intensité du champ électrique interne, il peut être utilisé sans préjuger de la nature du mécanisme d'interaction responsable des effets biologiques. Cela tient au fait que c'est l'intensité du champ électrique interne qui décrit quantitativement l'interaction. Néanmoins, d'autres facteurs peuvent aussi intervenir, par exemple la fréquence et/ou la modulation du champ rayonné, qui sont susceptibles d'influer fortement sur les effets biologiques. Il faudra donc toujours, outre le TAS, prendre en considération la nature du champ rayonné.

Le TAS n'est pas une mesure de température. La température est fonction du TAS, mais elle dépend aussi des propriétés thermiques du matériau absorbant (par exemple dimensions, forme, conductivité thermique).

En utilisant différentes conditions d'exposition, on a calculé théoriquement et mesuré expérimentalement sur des modèles et sur des animaux de laboratoire le TAS moyen pour le corps entier et sa distribution. Chez l'homme, le TAS moyen correspondant à une exposition en champ lointain atteint son maximum dans la gamme de fréquences 30-200 MHz, la fréquence exacte dépendant de divers facteurs caractérisant la situation d'exposition.

En l'absence de connaissances suffisantes sur les mécanismes d'interaction entre l'énergie transmise par les micro-ondes et les systèmes biologiques et compte tenu des limites propres au TAS, on peut dégager les conclusions suivantes :

– le TAS ne peut pas être utilisé à lui seul pour extrapoler les effets constatés sur un système biologique à un autre ou pour extrapoler les effets biologiques à une fréquence différente de celle où ils ont été observés ;

– les courbes d'exposition correspondant à un TAS moyen équivalent pour un corps donné sur l'ensemble du spectre énergétique correspondant aux ondes radioélectriques et aux hyperfréquences sont utilisables pour prévoir l'échauffement moyen équivalent, à condition que les données disponibles sur la dissipation de la chaleur soient correctement prises en compte. En revanche, ces courbes ne permettent pas, à elles seules, de prévoir les effets biologiques ou les dangers pour la santé sur toute l'étendue du spectre. En effet, dans l'état actuel des connaissances sur les mécanismes d'interaction entre les systèmes vivants et l'énergie transmise aux fréquences radioélectriques ou aux hyperfréquences, on ne peut affirmer qu'une absorption énergétique s'accompagne d'effets biologiques équivalents.

L'action au niveau moléculaire

Toujours d'après le rapport de l'OMS, et selon certains auteurs (*Fröhlich,* 1968 ; *Rabinowitz,* 1973), les micro-ondes de la gamme de fréquences 60-120 GHz auraient une influence sur les macromolécules des systèmes biologiques et provoqueraient l'altération de fonctions telles que la division cellulaire et l'activation ou l'inactivation des virus. Des effets sur les systèmes enzymatiques, les structures associant ADN et protéines (chromosomes) et les membranes cellulaires sont possibles (*Grundler et Keilmann,* 1978 ; *Pilla,* 1979 ; *Académie des Sciences de l'URSS,* 1973). Il convient d'élaborer des techniques d'expérimentation physique et de poursuivre les études concernant les effets biologiques. Il se peut que des mécanismes semblables interviennent à des fréquences plus basses (*Kaczmarek et Adey,* 1974 ; *Adey,* 1975 ; *Grodsky,* 1975 ; *Bawin et Adey,* 1976) ; l'état des connaissances relatives à l'absorption moléculaire des ondes considérées dans les systèmes biologiques a été récapitulé par *Straub* (1978) en ces termes :

« L'absorption des radiations électromagnétiques non ionisantes par les molécules importantes du point de vue biologique peut se faire selon divers mécanismes sur la gamme de fréquences allant de quelques hertz jusqu'à la région des ondes millimétriques. L'absorption du rayonnement électromagnétique est déterminée par les caractéristiques diélectriques globales des éléments vivants – tissus, cellules et biomolécules en solution. Cependant l'existence de structures moléculaires variées et complexes qui caractérisent les systèmes biologiques font qu'il est nécessaire d'examiner en détail l'absorption et la dissipation de l'énergie électromagnétique.

En outre la fonction biologique des espèces moléculaires absorbant l'énergie devra être étudiée si l'on veut comprendre la signification de l'absorption de l'énergie électromagnétique. Cinq exemples peuvent être donnés, parmi de nombreux autres :

- Le réseau que constituent les structures membranaires lipidiques à l'intérieur et à la limite extérieure des cellules, oppose une série d'obstacles à la conversion thermique des rayonnements absorbés. Par suite, l'hypothèse de transformations adiabatiques reste valable dans de petits volumes limités par une membrane beaucoup plus longtemps que dans une simple solution. Il peut en résulter des gradients thermiques élevés et des hausses de température.

- L'élévation corrélative de la température peut amener les structures membranaires ou les assemblages complexes de protéines à subir diverses transitions de phase modifiant leurs propriétés.

- L'anisotropie spatiale des assemblages macro-moléculaires, comme on observe dans les mitochondries et les ribosomes, a pour résultat une spécialisation des fonctions qui peut être bouleversée si certaines des molécules subissent une rotation ou une translation sous l'effet du rayonnement électromagnétique.

- Des effets quantiques tels que l'effet tunnel subi par les protons et l'isomérisation qui en découle pour les paires de bases de l'ADN peuvent aussi être exercés par le rayonnement électromagnétique.

- Ce rayonnement peut entraîner dans les voies excitables des membranes nerveuses une oscillation forcée des « portes » qui ont normalement un mouvement aléatoire ; il en résulte une dépolarisation de la membrane. Ainsi, la connaissance détaillée de la structure et des fonctions du système biologique met en évidence de nombreuses perturbations qui peuvent résulter de l'absorption de l'énergie électromagnétique, et, inversement, le rayonnement électromagnétique est utilisable pour explorer les structures et les fonctions biologiques. »

Adresse utile

Association pour l'Utilisation Rationnelle des Ondes Radio-Electriques - (AURORE). D. Depris, rue Clémenceau 78A, 6160 ROUX, Belgique.

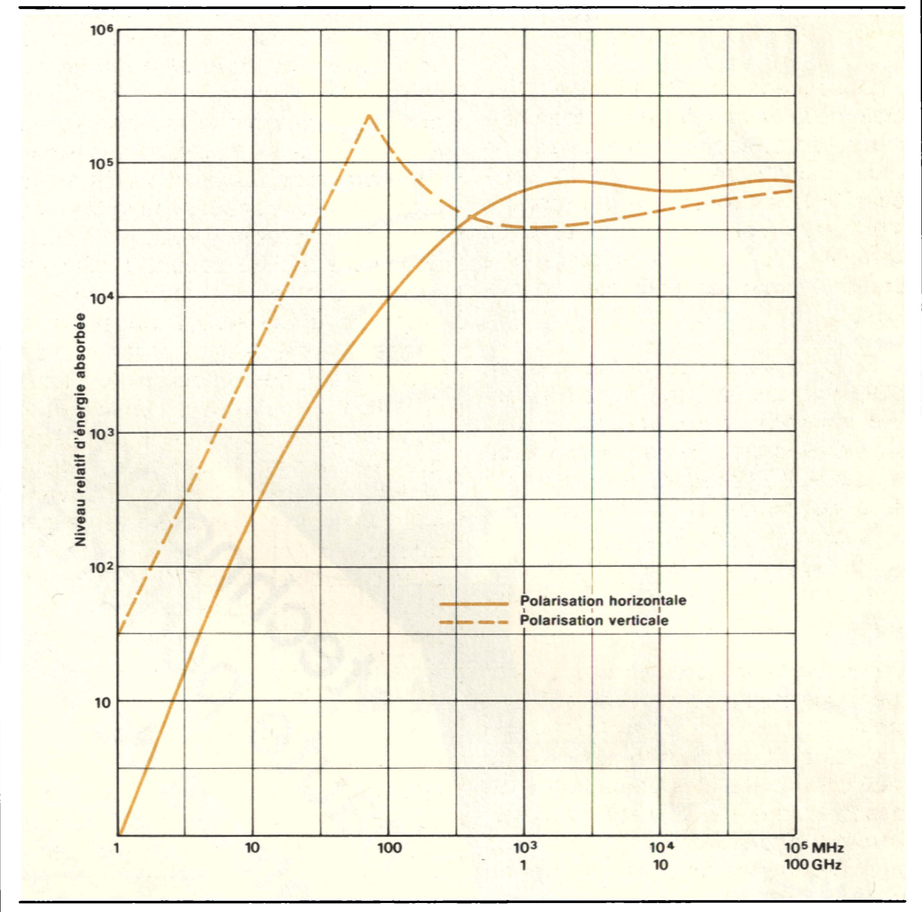


Fig. 6. – Niveau relatif d'énergie absorbée par un homme de taille moyenne, debout, selon la fréquence de l'émetteur et la polarisation de l'onde porteuse (commentaires dans le texte d'après D. Depris).

Conclusion

Pendant de nombreuses années, l'interaction entre les fréquences radioélectriques, les hyperfréquences et les systèmes vivants a été envisagée presque exclusivement dans l'optique de la théorie du champ électromagnétique *(Schwann)*. La conclusion était que le seul mécanisme important réside dans la transformation de l'énergie absorbée en énergie cinétique des molécules (c'est-à-dire sous forme d'échauffement). Cependant, les écarts constatés entre certaines observations empiriques et les explications théoriques connues donnent à penser que des effets « athermiques » jouent un certain rôle. *Presman* (1968) a formulé l'hypothèse d'une interférence directe avec les phénomènes bioélectriques (qui se manifestent sur l'électro-encéphalogramme et l'électromyogramme) et d'un rôle des champs électromagnétiques dans la transmission de l'information biologique, mais ces hypothèses attendent encore une confirmation expérimentale.

J. Trémolières

Bibliographie

[1] « Fréquences radioélectriques et hyperfréquences. Critères d'hygiène de l'environnement n° 16 », 1981, *Publication OMS Genève.*

[2] D. Depris : Ces ondes qui nous ferons mourir un jour ». Ouvrage à paraître. Belgique.

[3] J. Trémolières : « Effets biologiques des champs électromagnétiques non ionisants ». *Electronique Applications* n° 7, p. 71-77.

[4] E. Aslan : Broadband isotropic électromagnetic radiation monitor ». *IEEE Trans. Instrument.* Mens. 1972, IM 21, p. 421-424.

[5] R. R. Bowman : « A probe for measuring temperature in radiofrequency-heated material ». *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 1976 - 27 - p. 43-45.

[6] S. Eggert – S. Goltz – J. Kupper : « Near-zone field streingth meter for measurement of RF electric field ». *Radio Sci.* 1979, 14 (6S) p. 9-14.



MOSFET de puissance : l'ère de la sécurité ?

Il est habituel, pour les constructeurs de MOSFET de puissance, de représenter, sur leurs feuilles de données, les aires de sécurité limitées seulement par le maximum de puissance admissible et la tension de claquage.

Les questions que se posent, en revanche, les concepteurs de circuits de puissance sont en général les suivantes :

– Que se passe-t-il à la mise en conduction en cas de surcharge ? C'est le cas du « trr » d'une diode dans une branche de pont et d'une charge capacitive.

– Que se passe-t-il à la coupure sur une surcharge ou une charge selfique ?

Nous allons, dans cet article, essayer de répondre à toutes ces questions importantes pour les différents types de MOSFET de puissance, canal N ou P, en produits basse, moyenne et haute tension.

Principes de base

Dans les feuilles de données « constructeur » des MOSFETS de puissance, on trouve une aire de fonctionnement en conduction (FBSOA : « Forward Bias Safe Operating Area ») limitée seulement par :

– Le maximum de courant que peut soutenir le fil de connexion interne : « puce-connexion de source » en régime continu.

– L'hyperbole de dissipation maximum que peut soutenir le produit avec son boîtier ; cette hyperbole se déplaçant évidemment selon la durée des impulsions et leur fréquence de récurrence, la puissance maximum admissible étant liée à l'énergie que peut dissiper l'ensemble puce-boîtier, à l'impédance thermique transitoire de cet ensemble et à la température maximum admissible de jonction (**fig. 1**) :

$T_{j-c} = Z\theta_{jc} \times P_{max} \times t_p$

– Enfin, la dernière limitation est le claquage drain-source BV_{DSS} (« Breakdown Voltage Drain Source », « Gate shorted to source »).

Pour les limitations au moment de la mise en conduction ou de la coupure, on trouve peu d'informations dans ces mêmes feuilles de données.

Nous ne voyons apparaître, sur les deux aires de sécurité de la **figure 2**, aucune limitation due aux effets des forts champs électriques ou aux effets thermiques liés à de forts courants : points chauds, deuxième claquage (« hot spots - second BV »), comme dans les produits bipolaires : transistors ou Darlington.

Cette absence de limitation étant due, en première approximation, à la conduction des MOSFET de puissance par porteurs majoritaires exclusivement et au coefficient de température négatif qui éliminerait la possibilité de « points chauds » dégénératifs.

Cependant, tous les utilisateurs de MOSFET de puissance savent que, inexplicablement, des produits meurent dans des applications où tout paraît correct et dans les limites fixées par les constructeurs. Aussi, nous avons voulu en savoir un peu plus sur ces produits en les essayant systématiquement près des limites données et dans des conditions pratiques d'utilisation.

Nous essayerons alors de donner quelques explications qualitatives sur le comportement de ces produits près des limites et d'en tirer quelques règles d'utilisation.

Nous essayerons également de dé-



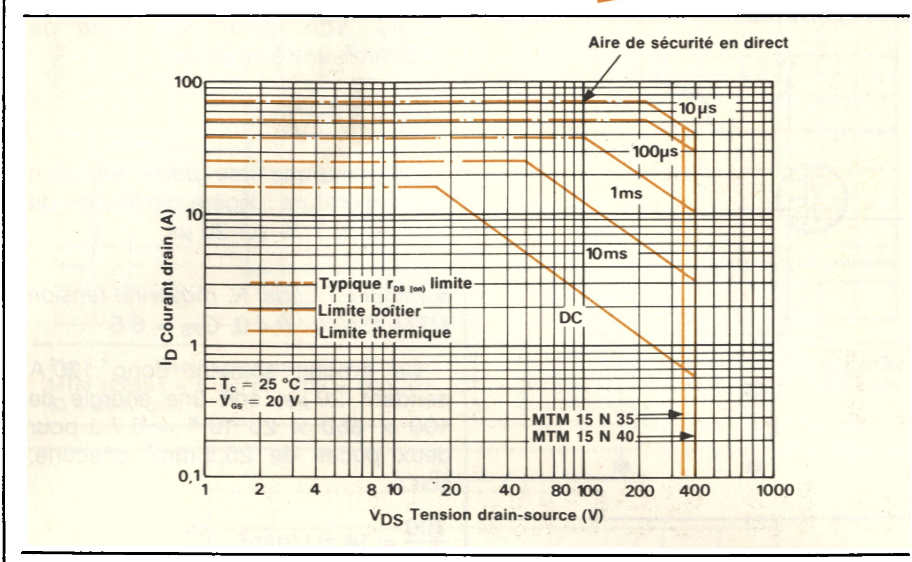


Fig. 1

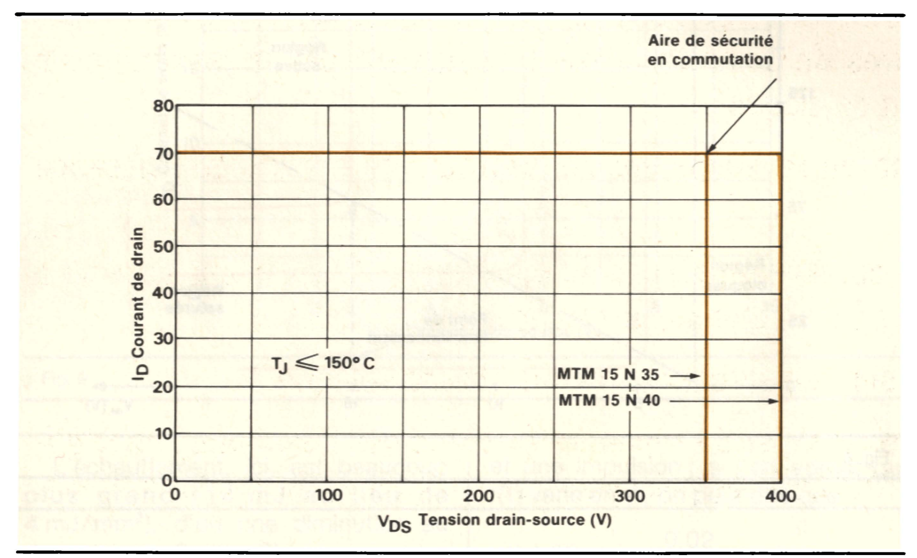


Fig. 2

terminer si le comportement de ces MOSFET de puissance est affecté par leurs possibilités maximales d'utilisation et leur type de canal, et nous essayerons d'imaginer l'avenir de ces produits selon leur comportement.

Nous n'étudierons, ici, que les MOSFET de puissance de type maillé, à canal horizontal diffusé ou implanté et à courant vertical : D-MOS, ce type de produit étant devenu leader pour les applications de commutations avec : *International Rectifier* (Hexfet), *Siemens* (Sipmos) et *Motorola* (T-MOS).

Surcharge en courant des MOSFET de puissance

Nous avons voulu tester **(fig. 3)** la surcharge la plus défavorable qui puisse survenir sur un produit de commutation : c'est-à-dire la charge en court-circuit à la mise en conduction du produit lorsque celui-ci supporte encore le potentiel d'alimentation. Ce cas est relativement courant dans ses résultats lorsqu'on utilise un bras d'onduleur (demi-pont) et que le « trr » de la diode de l'autre produit n'est pas négligeable, ou lorsqu'on commute une charge capacitive (cas moins fréquent).

Nous avons également choisi le minimum de câblage pour que la montée du courant soit rapide : donc, maximum d'énergie à soutenir jusqu'à ce qu'un système de sécurité puisse protéger le produit. Pour cela, nous avons choisi un temps de surcharge de 20 μs, ce qui donne le temps nécessaire à un système classique de protection, de détecter le défaut et de couper le système.

Si nous regardons la variation de V_{DS} en fonction de V_{GS} sur la **figure 4**, nous trouvons trois régions différentes de fonctionnement du MOSFET de puissance : régions bloquée, active et saturée.

Pour les applications de commutation, nous polarisons ces produits dans le but d'avoir le minimum de pertes en fonctionnement ou le minimum de V_{DS} :

V_{DS} = I charge × R_{DS}on

Cette tension de polarisation est près de la limite maximum admissible (20 V), soit $10 < V_{GS} < 15$ V.

Quand nous commutons sur un court-circuit, le point de fonctionne-

Tableau 1

		Energie totale (mJ)	Energie par unité de surface mJ/mm²	G_{FS} min spéc. 25° (s)	G_{FS} mesuré 25° (s)	ΔT jonction (°C)	Imax I nominal
Canal N	Basse tension MTM 1225	62	4	3	4	30	5
	Moyenne tension 15N40	700	14	6	6	100	8
	Haute tension 1N95	168	12	0,5	0,93	100	14
Canal P	Basse tension MTM 814	72	5	2	4	25	7
	Moyenne tension 2P50	180	12	0,5	1,3	80	10

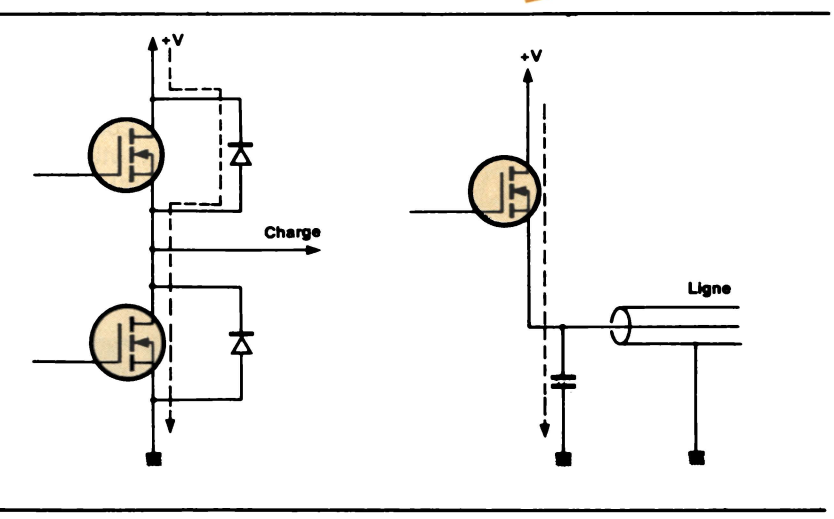


Fig. 3

62 mJ, soit, pour une puce de 14,5 mm², une énergie de

$$\frac{62}{14{,}5} \simeq 4 \text{ mJ/mm}^2$$

On remarque une petite élévation de température : légère diminution du courant de 7 % sur 20 µs.

● *MOSFET canal N, moyenne tension MTM 15N40 : 0,4 Ω, G_{FS} = 6 S*

Ce produit soutient donc 120 A pendant 20 µs, soit une énergie de 100 × 350 × 20 10^{-6} = 0,7 J pour deux puces de 25,5 mm² chacune, soit :

$$\frac{700}{51} = 14 \text{ mJ/mm}^2$$

ment croît de la région saturée vers la région active, et le courant de charge est maintenant donné par :

I charge = $G_{21} \times V_{GS}$

Pour ces raisons, et dans le but de se situer dans le cas le plus défavorable, nous avons pris V_{GS} = 15 V et des produits avec le maximum de transconductance (G_{21} ou G_{FS}) que nous avons pu trouver en fabrication. La **figure 5** donne le circuit de test de surcharge pour les MOSFET canal N, la **figure 6** transpose le même circuit pour les MOSFET canal P.

On peut remarquer que ces circuits n'ont pas de système de blocage de la surtension V_{DS} (« clamping circuit »), le câblage étant le moins selfique possible.

Toutefois, à cause de la sonde de courant, il y a une petite surtension à la coupure ; pour cela, on a réglé le potentiel d'alimentation de façon que à la coupure, la surtension ne dépasse pas la limite imposée par le constructeur.

On a vérifié que les tensions d'alimentation restaient, cependant, dans le domaine d'utilisation de ces produits.

● *Essai d'un MOSFET canal N, basse tension MTM 1225, 100 V, 12 A, 0,25 Ω G_{21} min = 3 Siemens.*

On voit sur cet oscillogramme (**fig. 7**) que V_{DS} monte jusqu'à 90 V pour un V_{CC} de 50 V et I_D jusqu'à 62 A pendant 20 µs pour un produit 12 A nominal, soit cinq fois le courant nominal, et l'on a :

$$G_{21} = \frac{62}{15} \simeq 4 \text{ S},$$

avec une puissance instantanée de 62 × 50 = 3 200 W ou une énergie de

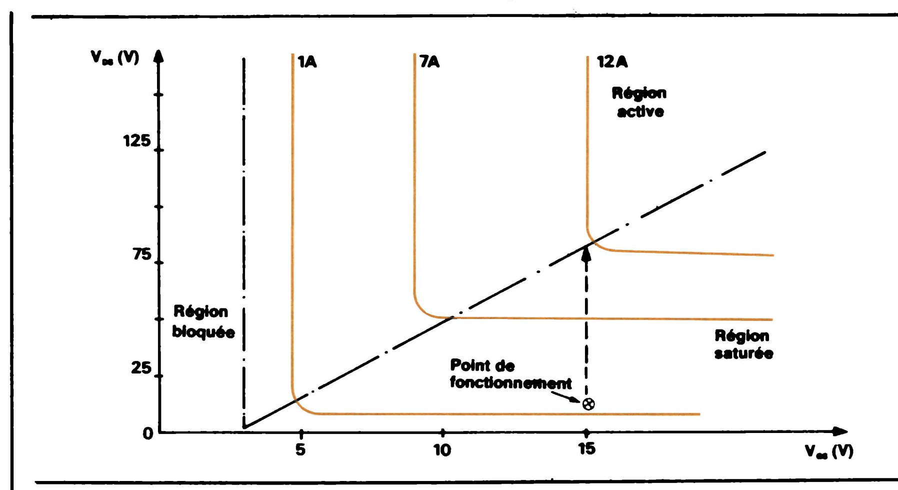


Fig. 4

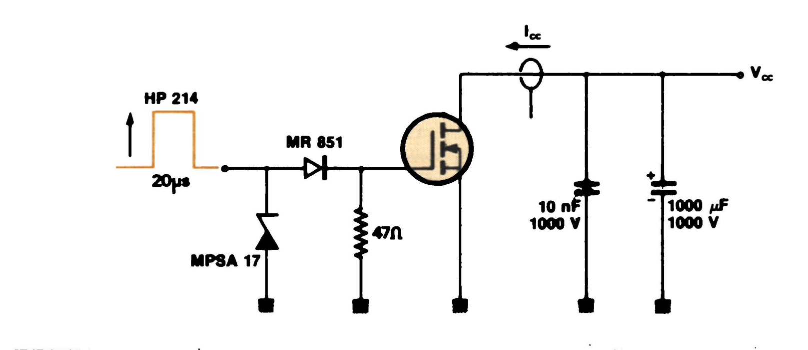


Fig. 5

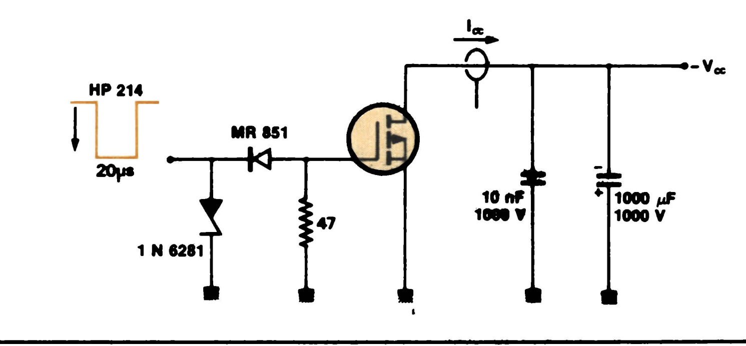


Fig. 6

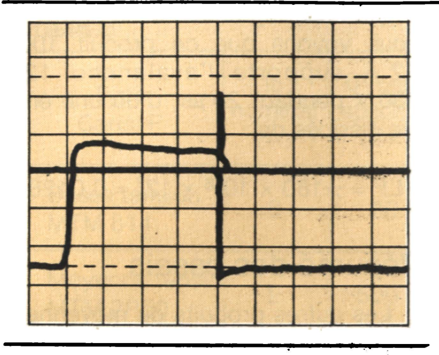


Fig. 7. – Oscillogramme IFD/VDS sur MTM 1225 : t = 5 µs/cm, VDS = 20 V/cm, ID = 20 A/cm.

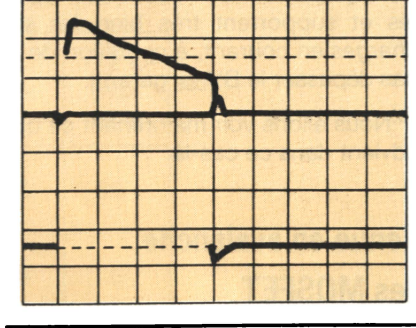


Fig. 8. – Oscillogramme ID/VDS sur MTM 15N40 : t = 5 µs/cm, VDS = 20 V/cm, ID = 20 A/cm.

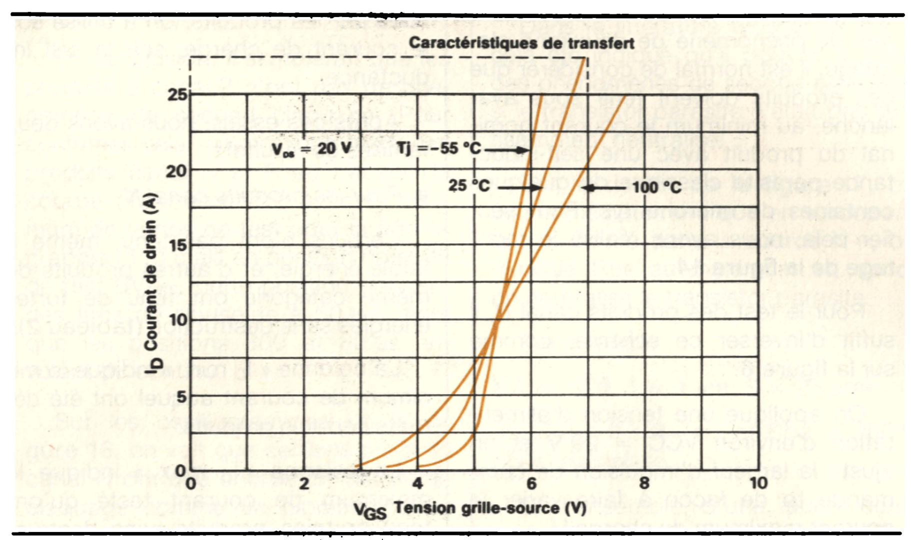


Fig. 9

L'échauffement, ici, est beaucoup plus grand (14 mJ au lieu de 4 mJ/mm²), d'où une diminution au deux tiers de G_2 **(fig. 8)**.

Sur la feuille de données de ce produit, on voit que sur le graphique des transconductances **(fig. 9)**, à V_{GS} = 7 V, G_{FS} varie de : 27/7 à 20/7 de 25 °C à 100 °C, soit ΔT = 75 °C.

Si l'on considère que la variation de G_{FS} suit une loi linéaire en température :

$G_{FS}(T°_2) = G_{FS}(T°_1)(1 - \gamma \Delta T)$

on en tire $\gamma = 0{,}0035$.

Dans notre cas, avec une impulsion de 35 000 W en 20 µs, le courant varie de 120 à 80 A, soit un ΔT de 100 °C. Les puces s'échauffent de 100 °C pendant l'impulsion, nous sommes donc en dessous de la température jonction maximum autorisée de 150 °C et nous ne devons pas dégrader le produit.

On peut aussi calculer la résistance thermique réelle de ce produit.

On a sur la **figure 10** le facteur thermique transitoire (rt) pour 100 µs et une impulsion ; si l'on admet que r(t) varie en √t, on peut dire que :

$$r(t) \text{ à } 20\ \mu s = \frac{0{,}02}{\sqrt{5}} \simeq 0{,}01,$$

d'où : ΔT = P × r(t) Rθjc, ou :

$$\frac{100}{35\,000 \times 0{,}01} = R\theta j = \frac{0{,}3\ °C/W}{2}$$

pour deux puces de 51 mm² sur une embase cuivre, cela paraît correct, et donc nous pouvons dire que les résultats trouvés dans ce paragraphe sont cohérents.

● *MOSFET canal N haute tension MTM 1N95, 10 Ω, G_{FS} = 0,5 S*

Ce produit 1 A **(fig. 11)** soutient 14 A en moyenne sur 20 µs et 14 × 600 = 8 400 W ou 168 mJ pour une surface de puce de 14,5 mm², soit :

$$\frac{168}{14{,}5} \simeq 12\ \text{mJ/mm}^2$$

L'échauffement est ici tel qu'il diminue I_D de 16 à 13 A, d'où un ΔT d'environ 100 °C, car le coefficient de température de la transconductance vaut à peu près : $\gamma = 1{,}7\ 10^{-5}$.

● *MOSFET canal P, basse tension MTM 814, 8 A, 80 V, 0,4 Ω, G_{FS} = 2 S*

Ce produit **(fig. 12)** supporte 60 A et 50 V, soit 3 600 W ou 72 mJ pour une surface de puce de 14,5 mm², soit :

$$\frac{72}{14{,}5} = 5\ \text{mJ/mm}^2$$

L'augmentation de température est faible : diminution du courant de l'ordre de 7 %, comme pour le MTM 1225 de canal N, mais de même calibre et de même surface.

● *MOSFET canal P, moyenne tension MTM 2P50, 6 Ω, G_{FS} = 0,5 S*

Ce produit 2 A **(fig. 13)** supporte 20 A sur 20 µs, soit 20 × 450 = 9 000 W ou 180 mJ pour une puce de 14,9 mm², soit :

$$\frac{180}{14{,}9} = 12\ \text{mJ/mm}^2$$

Le ΔT puce est environ de 80 °C pour l'échauffement que l'on voit sur ID.

En résumé, on a les résultats du **tableau 1**, ci-avant.

Vingt produits de chaque type avec de forts G_{FS} ont été testés plusieurs

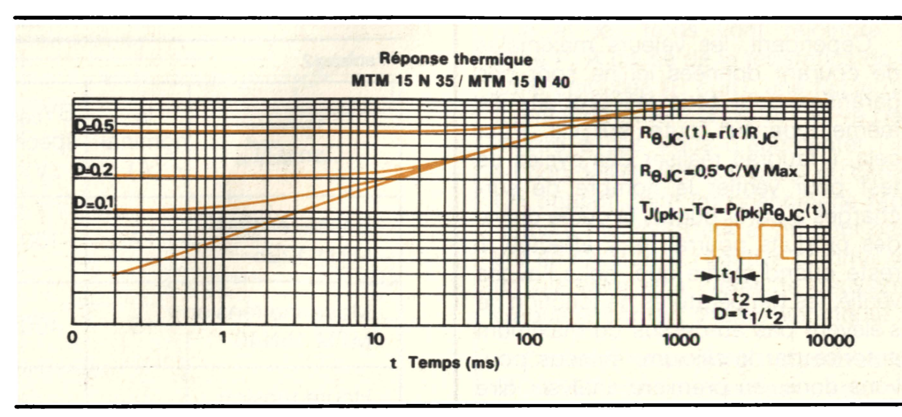


Fig. 10

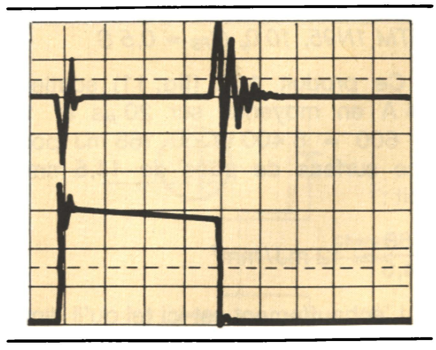


Fig. 11. – Oscillogrammes ID/VDS du 1N95 : VDS = 100 V/cm, t = 5 µs/cm, ID + 5 A/cm.

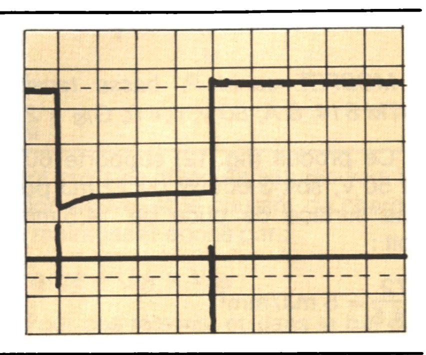


Fig. 12. – Oscillogramme ID/VDS pour MTM 814 : ID = 20 a/cm, t = 5 µs/cm, VDS = 20 V/cm.

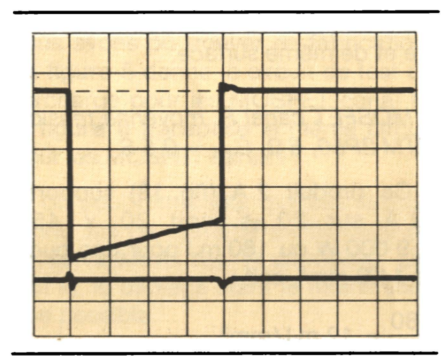


Fig. 13. – Oscillogramme I/VDS pour MTM 2P50 : ID = 5 A/cm, t = 5 T20 ms/cm, VDS = 100 V/cm.

fois en régime de mono-impulsion sans défaut catastrophique. Ces produits ont été testés ensuite en paramètres continus et dynamiques sans trouver de différence notable. Ceci indiquerait donc que les MOSFET de puissance peuvent, sans dommage, subir de fortes surcharges en courant.

Cependant, les valeurs maximales de courant données ici ne sont pas garanties pour tous les produits de même type sur toute leur vie. Pour cela, il faudrait réaliser des cycles de test pour vérifier le nombre de surcharges à partir duquel la durée de vie des produits pourrait être affectée. Il reste quand même que, nous l'avons vérifié, les températures de jonction ne s'élèvent pas au-dessus du maximum autorisé par le silicium, et nous pouvons donc, en première analyse, dire que les MOSFET de puissance, qu'ils soient haute, moyenne ou basse tension, de canal N ou P, sont très robustes et supportent très bien *les surcharges* en courant, à condition de ne pas dépasser le BV_{DSS} garanti.

Nous allons voir maintenant ce qu'il advient dans ce cas-là.

Tenue en avalanche des MOSFET

Comme, en première approximation, les produits MOSFET n'ont pas de points chauds ou ne présentent pas de phénomène de deuxième claquage, il est normal de considérer que ces produits doivent tenir sous avalanche, au minimum le courant nominal du produit avec une self-inductance parasite classique de quelques centaines de microhenrys. Pour vérifier cela, nous avons réalisé le montage de la **figure 14.**

Pour le test des produits canal P, il suffit d'inverser ce schéma, comme sur la **figure 6.**

On applique une tension d'alimentation d'environ VCC = 20 V et on ajuste la largeur d'impulsion de commande tp de façon à faire varier le courant maximum de charge I_D.

MOSFET de puissance basse tension

Nous prendrons à titre d'exemple le MTM 1225.

Sur l'oscillogramme de la **figure 15,** nous voyons que ce produit 100 V 12 A supporte l'avalanche 12 A 130 V pendant 20 µs, d'où une énergie dissipée de :

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}180 \times 10^{-6} \times 12^2 = 0{,}012870$$

Résumé des essais

Les autres produits de moyenne et haute tension en canal N et de basse et moyenne tension en canal P ont été essayés de la même façon. Pour faire varier les quantités d'énergie soutenues par les produits, on a utilisé soit le courant de charge, soit la self inductance.

Après ces essais, nous avons deux familles de résultats.

- *Pour les produits canal N*

Certains n'ont pas tenu, même à faible énergie, et d'autres produits de même catégorie ont tenu de fortes énergies sans destruction **(tableau 2).**

La colonne « I_D min. » indique le minimum de courant auquel ont été détruits certains produits.

La colonne « I_D max. » indique le maximum de courant testé qu'ont tenu certains produits sans destruction (peut-être tiennent-ils même davantage d'énergie).

- *Pour les produits canal P*

Il n'a pas été possible de trouver des produits qui meurent sous avalan-

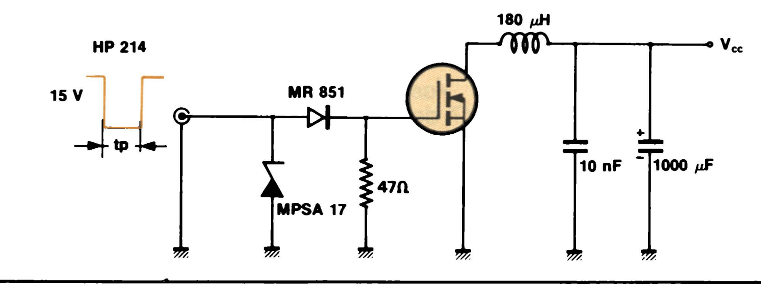


Fig. 14

Tableau 2

Type Canal N	I_D nominal (A)	BV_{DSS} spécif. (V)	I_D min. (A)	$I_D$max testé (A)	1/2 LI² min. (mJ)	1/2 LI² max. (mJ)
Basse tension MTM 1225	12	100	2,7	22	0,6	48
Moyenne tension MTM 15N40	15	400	3	15	0,8	20
Haute tension MTM 1N95	1	950	–	1,6	–	1



Tableau 3

Type Canal P	I_D nominal (A)	BV_{DSS} spécif. (V)	I_D max. (A)	$1/2\ LI^2$ max. (mJ)
Basse tension MTM 814	8	80	25	56
Moyenne tension MTM 2P50	2	500	8	5,7

che, même si on augmente I_D à $4I_N$ et si l'énergie à dissiper est importante (56 mJ pour le **MTM 814**) **(tabl. 3)**.

En conclusion, il semblerait que les produits à canal P n'ont pas de phénomène de second claquage. Pour confirmer cela, nous avons testé des produits canal N et P au traceur de courbe (*Tektronix* 576) avec le minimum de temps de test pour la photographie (1 s) mais en position normale de test BV_{DSS}, cette position donnant des arcs de sinusoïde à 50 Hz, alors que les positions 300 et 80 µs envoient du continu.

Sur les oscillogrammes de la **figure 16,** on voit que certains produits canal N ont une courbe de deuxième claquage comme un bipolaire, alors que les produits à canal P ne présentent pas ce phénomène.

Y a-t-il une tentative d'explication qualitative du phénomène ?

Dans la littérature technique, il y a déjà été indiqué qu'il pouvait y avoir des phénomènes de second claquage si le transistor parasite n'était pas suffisamment neutralisé.

Sur le dessin de la **figure 17,** on voit immédiatement que en surdopant le trou formé dans la source N+, on diminue Rbe au maximum et, donc, on neutralise le transistor parasite.

Par exemple :

$N_A = 10^{18}$, $1 = 1\ \mu m$, $S = 25\ \mu m^2$

on a $\rho = 0{,}5\ \Omega\ .\ cm$ et $Rbe = 200\ \Omega$ pour une cellule.

Si l'ensemble d'une puce comprend 2 000 cellules, on obtient $Rbe \ll 0{,}1\ \Omega$, ce qui correspond pratiquement à un court-circuit. En plus, ce modèle ne résiste pas à l'examen, car il n'explique pas pourquoi certains produits tiennent l'avalanche et d'autres non. Il n'explique pas non plus pourquoi les MOSFET canal P tiennent bien l'avalanche.

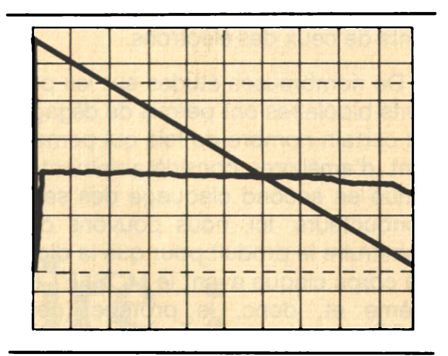


Fig. 15. – Avalanche du MTM 1225 : t = 2 µs/cm, VDS = 50 V/cm, ID = 2 A/cm.

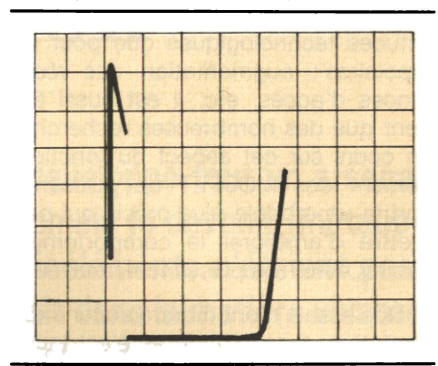


Fig. 16. – Claquage d'un MOSFET canal P et d'un MOSFET canal N MTM 564 (N) : temps de photographie : 1 s.

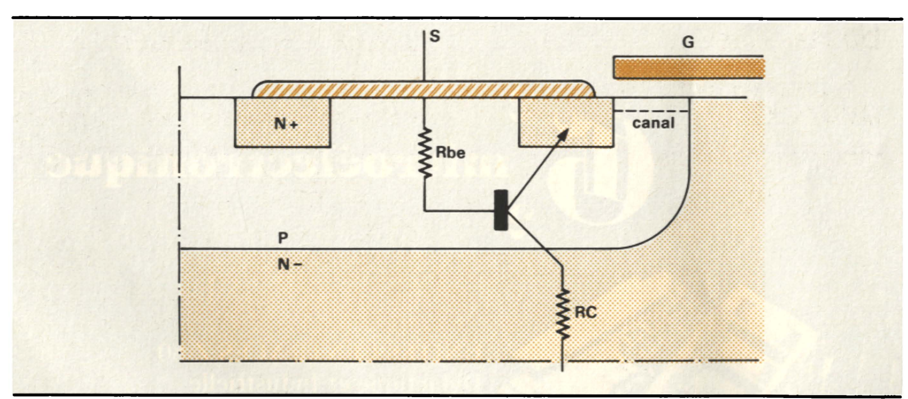


Fig. 17

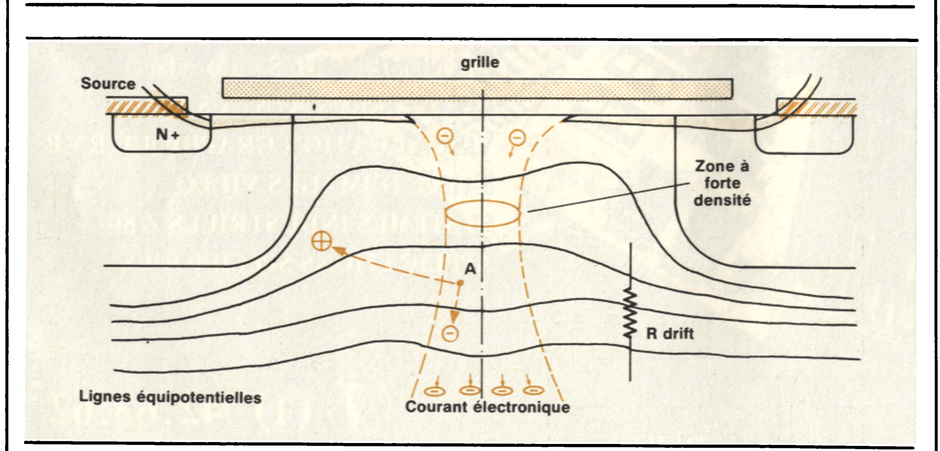


Fig. 18

Il faut donc chercher un autre modèle.

Si l'on représente le canal de courant dans la zone épitaxiée de drift dans un MOSFET canal N, sous un fort champ électrique (à la limite du BV_{DSS}), on obtient le schéma de la **figure 18.**

On voit sur ce schéma que les électrons ont une grande énergie dans la zone étranglée du canal de courant : ils peuvent donc créer par collision des paires électrons-trous ; les électrons augmentent la densité électronique et les trous vont rejoindre la zone P. A cause de la résistance de la zone épitaxiée (R drift), une faible différence de potentiel ($\simeq 0{,}1$ V) va permettre à ces trous d'augmenter l'injection des électrons à partir du canal. On obtient donc un phénomène rapidement multiplicateur et on peut passer en résistance négative comme sur un bipolaire et à l'effet de deuxième claquage par fort champ électrique.

Cet effet ne se produit pas avec les MOSFET de puissance canal P, comme vérifié pratiquement, car les niveaux d'ionisation et les effets multi-

plicateurs des trous sont très différents de ceux des électrons.

De nombreuses études sur les produits bipolaires ont permis de dégager un certain nombre de lois qui permettent d'améliorer considérablement la tenue en second claquage des semiconducteurs. Ici, nous pouvons déjà construire le produit pour que la diode de corps claque avant le MOSFET lui-même et, donc, le protège (cette diode pouvant soutenir de fortes énergies en avalanche).

On peut aussi utiliser les mêmes astuces technologiques que pour les bipolaires : augmentation des résistances d'accès, etc. Il est aussi évident que des nombreuses recherches en cours sur cet aspect du fonctionnement des MOSFET de puissance sortira un modèle plus précis qui permettra d'améliorer le comportement des MOSFET de puissance canal N.

Nos essais n'ont montré aucune dégradation des paramètres électriques après avalanche, mais qu'en est-il à long terme ?

Aussi, il est bon de considérer dès aujourd'hui que l'avalanche n'est pas recommandée pour les produits canal N et ne doit être utilisée que de façon *accidentelle* pour les produits canal P.

Conclusions

Nos tests, identiques, sur des MOSFET de puissance de même technologie, du commerce, ont montré des comportements similaires. Il est donc évident que les conclusions que nous allons donner s'appliquent plus à la structure elle-même qu'aux produits d'un constructeur particulier. On peut donc dire que ces produits, qu'ils soient : basse, moyenne ou haute tension, canal N ou P, supportent très bien des surcharges en courant pouvant aller au court-circuit de la charge sur la tension nominale de fonctionnement pendant un temps suffisant (20 µs) permettant à un système de protection classique d'agir.

Il est certain que les MOSFET récents sont déjà nettement meilleurs que les anciens de même type pour tenir ce phénomène, et que cela va aller en s'améliorant très vite.

Pour les produits à canal P, les caractéristiques sous avalanche sont dès aujourd'hui très bonnes : ils peuvent supporter 4 In sous avalanche ! Ils sont donc nettement meilleurs, dans ce domaine, que les bipolaires correspondants.

Cependant, il reste un point d'étude très important à réaliser : c'est *la fiabilité* des produits qui partent *en avalanche.*

Par extension, on peut dire que toutes les surcharges dues à des « trr » de diodes ou à des charges capacitives sont très bien supportées par les MOSFET de puissance, à condition de ne pas dépasser la température maximum admissible et la *tension de claquage* BV_{DSS}.

Par contre, le comportement sur charge selfique est, comme pour les produits bipolaires, très délicat.

On peut trouver en effet des MOSFET canal N pouvant tenir deux fois leur courant nominal en avalanche pendant 20 µs et d'autres se détruire à moins de 0,2 In.

P. Aloisi



Médecine nucléaire : l'ère du cyclotron

Pendant de nombreuses années, la médecine nucléaire a développé tout un arsenal de moyens techniques et chimiques pour suivre dans le corps humain le devenir (métabolisme) de radioéléments émetteurs de rayons gamma. Ces radioéléments n'étaient pas, pour la plupart, des isotopes d'éléments naturels que l'on trouvait dans la matière vivante (technétium, par exemple). La molécule ainsi marquée voyait sa structure modifiée et son métabolisme devenait celui de la nouvelle molécule.

Depuis une bonne dizaine d'années (1970), on cherche à utiliser les isotopes des éléments fondamentaux de la matière vivante, tels le carbone, l'oxygène, l'azote. L'avantage de ces radioéléments est qu'ils ont une vie brève et une forte radio-activité pour une faible masse. En revanche, la brièveté de leur existence nécessite de grouper trois éléments autour du malade : un accélérateur de particules qui fournit les radioéléments, un « laboratoire de chimie » qui incorpore les radioéléments dans les molécules organiques, puis une caméra à positons qui détecte les rayonnements émis et fournit une imagerie tomographique (diagnostic).

La médecine nucléaire en milieu hospitalier

L'apparition d'un accélérateur de particules dans une structure hospitalière représente un événement intéressant, non par sa nouveauté, car cela existe déjà à titre expérimental, mais par le progrès apporté sur des accélérateurs du type cyclotron répondant à cette demande.

Parmi les émetteurs radioactifs utilisés en médecine nucléaire, on rencontre essentiellement les isomères nucléaires, à condition qu'ils soient émetteurs de rayons gamma, et les émetteurs d'électrons négatifs et positifs (positons). Ce sont ces derniers qui nous intéresseront au cours de cette étude.

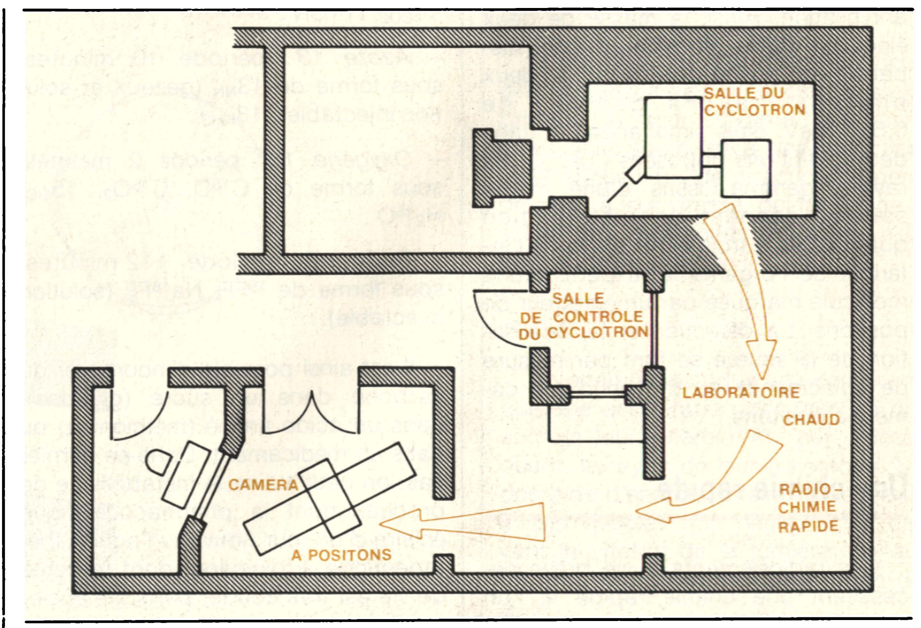


Fig. 1. – Ensemble compact : cyclotron, laboratoire de radiochimie, caméra à positons, pour radiodiagnostic rapide.

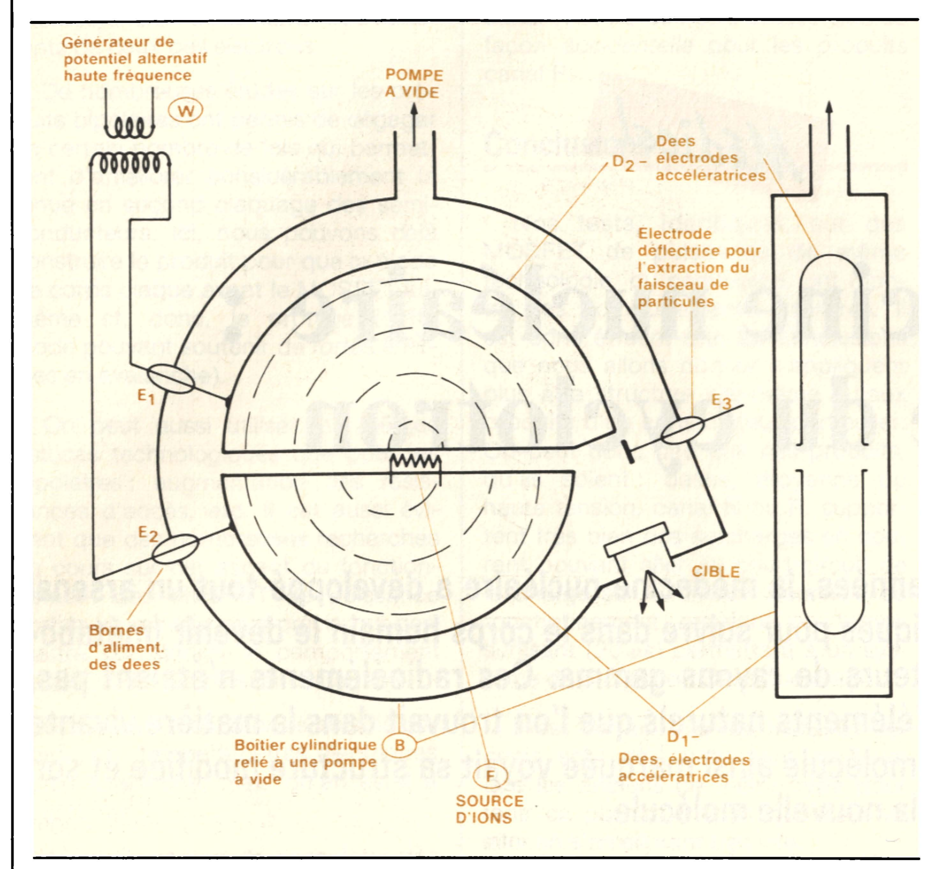


Fig. 2. – Schéma de principe d'un cyclotron.

Les atomes qui contiennent ces noyaux générateurs de positons, sont, entre autres, le carbone 11, l'azote 13, l'oxygène 15, c'est-à-dire des atomes correspondant aux éléments essentiels du corps humain. Ils sont donc bien adaptés pour obtenir de l'extérieur des données quantitatives sur les fonctions métaboliques. Les positons émis sont intéressants, car, à la fin de leur parcours, ils interagissent avec des électrons et il y a annihilation. Ainsi, la masse de deux électrons (paire électron-positon) disparaît et donne naissance à deux photons (rayons gamma) de 0,511 MeV, émis simultanément dans deux directions opposées (180°). Ces rayons gamma, issus d'une même source, donnent une information quantitative à trois dimensions de l'intérieur de l'organisme, à partir d'une molécule marquée par un émetteur de positons. La détection et la localisation de la source se font par mesure de coïncidence au moyen d'une caméra à positons.

Une chimie rapide

Ces radioéléments à vie brève nécessitent une chimie rapide si l'on veut les mettre sous la forme de substances exploitables par l'organisme. C'est la raison pour laquelle un laboratoire est placé entre la production des radioéléments et la caméra de détection. Ce laboratoire permet d'incorporer le carbone, l'oxygène ou l'azote dans des molécules organiques utilisables presque immédiatement. Il faut savoir que les radioéléments fournis par un cyclotron du type « CYPRIS » se présentent ainsi :

– *Carbone 11 :* période (demi-vie) 20,4 minutes, sous forme de ^{11}CO, $^{11}CO_2$, $H^{11}CN$;

– *Azote 13 :* période 10 minutes, sous forme de ^{13}NN (gazeux et solution injectable), $^{13}NH_3$;

– *Oxygène 15 :* période 2 minutes, sous forme de $C^{15}O$, $C^{15}O_2$, ^{15}OO, $H_2{}^{15}O$;

– *Fluor 18 :* période 112 minutes, sous forme de ^{18}FF, $Na^{18}FF$ (solution injectable).

Il est ainsi possible d'incorporer du carbone dans un sucre (glucose), dans un acide aminé (méthionine) ou dans un médicament. Dans ce dernier cas, on peut suivre le métabolisme de produits dont la pharmacocinétique éclaire d'un jour nouveau l'action thérapeutique. L'oxygène, dont la durée de vie est très courte, participe également à ces études cinétiques, notamment lorsque l'on associe le débit sanguin à la consommation en oxygène d'un territoire biologique (infarctus). En effet, il y a une certaine concordance entre un débit de sang et une consommation en oxygène, et il arrive que cette consommation soit trop faible ou trop importante : il y a découplage, et ceci peut être mis en évidence avec ces radioéléments à vie brève.

Le troisième volet de cet ensemble **(fig. 1)**, puisque les radioéléments ont une vie brève, est leur production sur le site même de leur utilisation : c'est l'introduction à l'hôpital d'un accélérateur de particules. Les lecteurs de notre revue connaissent ce genre de machines déjà évoquées au cours de l'étude de la structure de la matière. Nous voudrions simplement préciser que les énergies mises en jeu sont, ici, de l'ordre d'une vingtaine de MeV, donc relativement faibles, et que la place disponible est limitée.

Le cyclotron

Les accélérateurs circulaires répondent très bien à de telles exigences. On en distingue cinq types : le cyclotron, le synchro-cyclotron, le cyclotron isochrone, le synchrotron et le bétatron. Pour ce type d'application, c'est le cyclotron isochrone qui a été retenu. Rappelons en quelques mots ce qu'est un cyclotron.

Comme pour l'accélérateur linéaire, c'est à *Lawrence* que nous devons les premiers travaux sur le cyclotron (1932). Au lieu de laisser la particule suivre une trajectoire rectiligne, on oblige cette dernière à s'enrouler au moyen d'un champ magnétique fixe ; si le champ électrique impose une vitesse uniforme à la particule, la trajectoire sera circulaire. Au contraire, dans le cas du cyclotron, cette vitesse est augmentée par des impulsions électriques successives qui accroissent progressivement le rayon de l'orbite, et la trajectoire devient une spirale. Le principe du cyclotron revient donc à accélérer la particule par des impulsions successives de champs, relativement peu intenses, agissant au moment opportun dans la région de l'espace que celle-ci est en train de traverser. Dix impulsions successives de 200 kV donneront alors la même vitesse qu'une impulsion unique de 2 MV.

Le cyclotron **(fig. 2)** se compose donc d'une boîte cylindrique « B », dans laquelle règne un vide assez poussé. Cette boîte est logée entre les pièces polaires d'un électro-aimant



dont le champ magnétique uniforme est normal au plan de la figure. La boîte « B » contient deux électrodes D_1 et D_2, les *dees*, soigneusement isolées l'une de l'autre et ayant la forme d'un demi-cylindre creux. Chacune de ces électrodes est reliée aux bornes E_1 et E_2 d'un générateur « W » fournissant une différence de potentiel alternative de haute fréquence.

Lorsqu'un ion est émis par la source « F », le champ magnétique lui fait décrire un demi-cercle de rayon r_1 et le champ électrique l'attire dans l'électrode D_2. Sa vitesse est uniforme, puisqu'il n'y a pas de champ électrique dans un conducteur creux et vide. C'est donc seulement au passage de la particule d'un « dee » dans l'autre que le changement de potentiel assure l'accélération. L'augmentation de vitesse fera décrire à la particule un demi-cercle de rayon r_2, tel que $r_2 > r_1$. La trajectoire est une spirale, mais la vitesse angulaire reste invariable ; il y a résonance entre le champ magnétique et la fréquence du courant, puisque le temps mis par l'ion à décrire un demi-cercle à l'intérieur de chacun des « dees » se superpose à la périodicité de l'alternance du courant haute fréquence appliqué aux « dees ».

Après avoir parcouru plusieurs centaines de mètres en quelque cent millièmes de seconde, la particule a subi quelques centaines d'impulsions. A ce moment, elle est déviée tangentiellement de la spirale par l'influence de l'électrode auxiliaire E_3 et pénètre dans le canal déflecteur pour arriver sur la cible à bombarder.

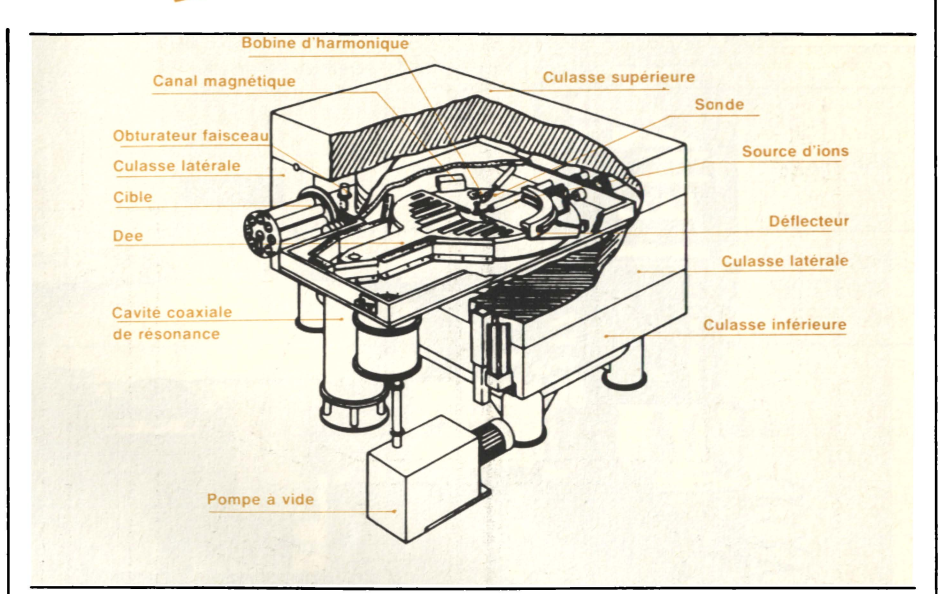


Fig. 4. – Le CYPRIS : cyclotron type 325 (doc. CGR MeV).

Nous ajouterons que, pratiquement, avec une tension de quelques centaines de kilovolts appliquée entre les « dees », il est possible d'atteindre une quinzaine de millions d'électrons-volts pour les protons, vingt-cinq millions d'eV pour les deutons et une cinquantaine de millions d'eV pour les hélions.

Avec une tension maximale aux « dees » de 2 V, un ion de poids atomique P et de charge Z, il existe une relation donnant la limite des cyclotrons :

$$V_{max} = 1.54\,(2\,V\,P\,Z)^{1/2}$$

Cette limite est liée au synchronisme existant entre le temps nécessaire à la particule pour décrire un demi-cercle et la demi-période de la tension alternative appliquée aux électrodes. Ce synchronisme existera tant que la masse de la particule restera invariable ou ne variera que très peu ; or la masse d'une particule en mouvement est plus élevée que sa masse au repos et la différence est très sensible à partir de 15 MeV pour les protons.

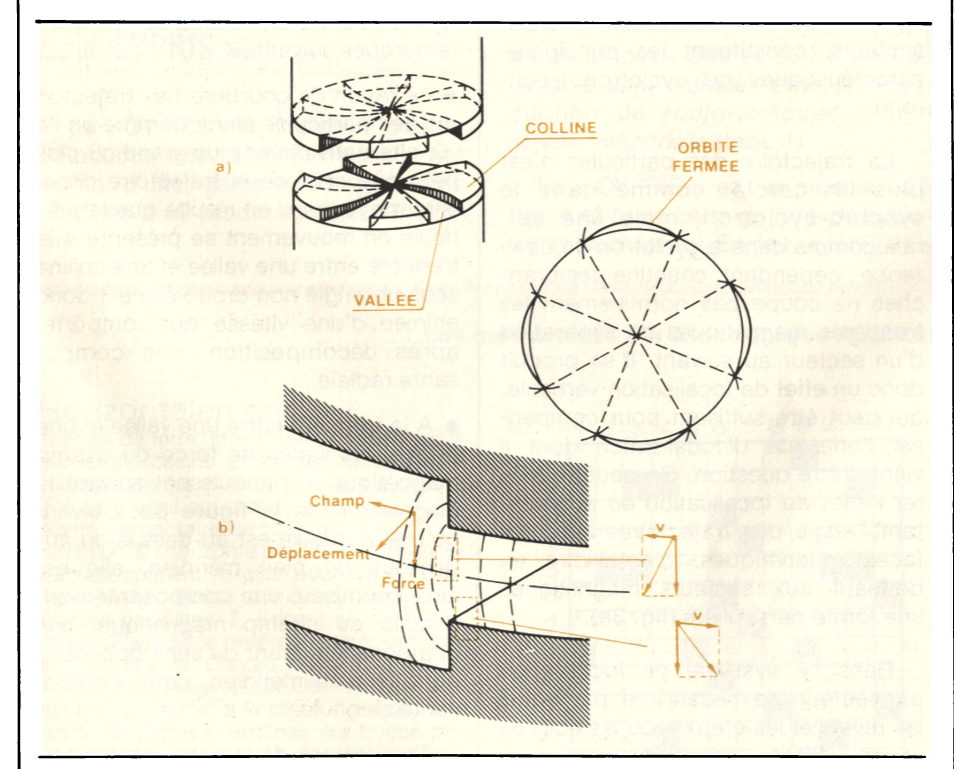


Fig. 3. – Cyclotron isochrone à quatre secteurs et principe de la stabilisation des trajectoires par focalisation par secteur.

Le cyclotron isochrone

D'une manière théorique, on peut dire que le principe du cyclotron s'exprime de la façon suivante : des particules sont soumises à une induction magnétique « B » de direction perpendiculaire à leur vitesse, qui les oblige à suivre des trajectoires circulaires à la fréquence de rotation :

$$\omega_c = \frac{e\,B}{m}$$

Un champ électrique leur communique une accélération par tour, ce qui accroît leur énergie et, par conséquent, le rayon de leur trajectoire. Le domaine d'énergie atteint correspond à des vitesses non négligeables devant la vitesse de la lumière, ce qui entraîne une variation de m, donc de ω_c :

$$\omega_c = \frac{e\,B}{m}\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}$$



Fig. 5. – Le CYPRIS, cyclotron isochrone de la CGR MeV.

Le champ électrique accélérateur doit rester en synchronisme avec les particules en rotation. Cela est réalisé en faisant varier soit la fréquence du champ électrique, soit l'amplitude de l'induction magnétique. Dans le synchro-cyclotron, par exemple, c'est la variation de la fréquence du champ électrique au cours de l'accélération qui est utilisée.

Dans le cyclotron isochrone, la fréquence est fixe, et c'est le champ magnétique directeur qui varie, du centre vers les bords, pour conserver le synchronisme des particules, avec :

$$\frac{e\,B}{m} = \text{constante}$$

En revanche, cette variation entraîne un effet de défocalisation verticale. Pour rétablir cette stabilité, le faisceau est soumis, le long de sa trajectoire, à un champ variant périodiquement autour d'une valeur moyenne qui conserve l'isochronisme. L'obtention de forces de focalisation verticale par variation azimutale du champ magnétique et par l'utilisation, également, de la focalisation forte par secteurs, constituent les principales caractéristiques du cyclotron isochrone.

La trajectoire des particules n'est plus un cercle, comme dans le synchro-cyclotron, mais une spirale,comme dans le cyclotron de *Lawrence ;* cependant, chacune des branches ne coupe pas normalement les frontières magnétiques de séparation d'un secteur au suivant. Il se produit donc un effet de focalisation verticale, qui peut être suffisant pour compenser l'effet de défocalisation dont il vient d'être question. On peut améliorer l'effet de focalisation en augmentant l'angle des trajectoires avec les faces magnétiques, c'est-à-dire en donnant aux secteurs magnétiques une forme particulière **(fig. 3a).**

Dans ce système de focalisation par secteurs, le mécanisme, par lequel les reliefs et les creux – ou les collines et les vallées – des pièces polaires assurent la stabilisation des trajectoires des particules dans le plan méridien de l'entrefer, repose sur les deux remarques suivantes :

- Le rayon de courbure des trajectoires des particules étant, comme on l'a vu, alternativement plus grand ou plus petit que celui de la trajectoire circulaire moyenne, il en résulte que la particule en mouvement se présente à la frontière entre une vallée et une colline sous un angle non droit : elle est donc animée d'une vitesse qui comporte, après décomposition, une composante radiale.

- A la frontière entre une vallée et une colline, les lignes de force du champ magnétique s'épanouissent suivant le diagramme de la **figure 3b.** Suivant qu'une particule est au-dessus ou au-dessous du plan méridien, elle est ainsi soumise à une composante horizontale du champ magnétique, ces composantes étant de sens opposés ; dans le plan méridien, cette composante s'annule.

Ce sont ces deux caractéristiques : déplacement radial de la particule perpendiculairement à ce champ,



d'une part, création d'une composante horizontale du champ magnétique proportionnelle à la distance au plan méridien de l'entrefer, d'autre part, qui réalisent l'auto-stabilisation du faisceau dans le plan méridien.

En effet, si une particule s'écarte de ce plan, elle y est ramenée, dans un sens indiqué par la « règle des trois doigts » ; sa composante radiale de déplacement, créée en présence d'une composante horizontale du champ magnétique, la soumet à une force verticale qui la ramène dans le plan méridien où cette force s'annule. Et il s'agit bien là d'un équilibre stable.

Le cyclotron isochrone, comme le cyclotron classique, fonctionne en régime pratiquement continu avec une puissance correspondant à des courants accélérés de grande intensité (plusieurs micro-ampères sous une dizaine de millions d'électron-volts).

Le cyclotron isochrone est également un appareil de recherche fondamentale, notamment en physique nucléaire, pour l'étude de la diffusion nucléon-nucléon et nucléon-noyaux légers, en chimie nucléaire, pour la production d'isotopes radioactifs déficients en neutrons, impossibles à obtenir dans les piles. Le domaine d'énergie, de l'ordre de la centaine de MeV, étant encore peu connu, c'est donc un avenir plein de promesses qui s'offre à ce type d'accélérateur.

Tableau I. – Les cyclotrons isochrones CGR MeV, dont le modèle 325 (CYPRIS).

CYCLOTRON ISOCHRONE CGR MeV TYPE	PARTICULES ACCELEREES	ENERGIE MeV	COURANT µA	APPLICATIONS
325 (CYPRIS)	Protons Deutons	16 8	50 50	RADIO-ISOTOPES EMETTEURS DE POSITONS
520	Protons Deutons Hélium 3 Alpha	3 à 24 3 à 15 7 à 31 10 à 30	100 100 50 50	PRODUCTION DE RADIO-ISOTOPES ET RECHERCHE
560	Protons Deutons Hélium 3 Alpha	5 à 40 10 à 20 15 à 52 20 à 40	100 100 50 50	
930	Protons Deutons Hélium 3 ALpha	10 à 80 10 à 50 20 à 30 20 à 100	40 40 30 30	RECHERCHE FONDAMENTALE NEUTRON-THERAPIE PRODUCTION RADIO-ISOTOPES

Le « CYPRIS »

Le « CYPRIS » « (CYclotron pour la PRoduction de radio-ISotropes ») fait partie d'une gamme de cyclotrons destinés à la production de radioéléments.

- Les modèles 325 et 520, associés à un système de cibles et de traitement chimique, permettent la production de radio-isotopes à courte durée de vie tels que l'oxygène 15, l'azote 13, le carbone 11, le fluor 18, utilisés avec les caméras à positons.
- Les modèles 560 et 930 à énergie variable sont indiqués pour une production de radio-isotopes à une échelle industrielle **(tabl. 1).**

Le « CYPRIS » est le modèle 325 **(fig. 4 et 5)** de cette gamme de cyclotrons isochrones. En fait, « CYPRIS » forme un ensemble comprenant : le cyclotron, le système de cibles automatiquement interchangeables et le système de fabrication automatique des molécules marquées prêtes à l'usage.

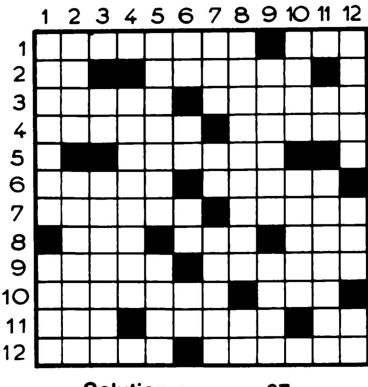
Cette unité de production de radio-isotopes émetteurs de positons est le fruit d'une collaboration entre la *CGR MeV, Sumitomo Heavy Industries (SHI)*, au Japon, et le service hospitalier *Frédéric-Joliot (SHFJ)* d'Orsay.

J. Trémolières

Les mos croisés d'« Electronique Applications »

Horizontalement

1. Prise de terre. Moyen de transport utilisé par les Marocains. **2.** Accord tombé en désuétude. Hors circuit. **3.** Polonais à cheval. Intéresse celui qui prend de la bouteille. **4.** Abrita temporairement Marco Polo. Une définition à l'horizontale. **5.** Les cloches de Pâques sonnent le glas pour lui. **6.** Crée l'ambiance. Poète allemand auteur de drames pacifistes. **7.** Brisant en mille morceaux. Favorise le rapprochement des parties. **8.** Sur la Dendre. Faisait le bœuf. Transport d'autrefois. **9.** Dès qu'il est embauché, on le met à la porte. Joue du tambour. **10.** Piège à sardines. Ne brigue pas les premières places. **11.** Cardinal anglais. Accordé au débiteur. Comme d'habitude. **12.** Parfois touchant. Prise de courant.



Solution en page 97

Verticalement

1. Elle y va au culot. Apporte un certain réconfort. **2.** Il a toujours le dernier mot. Initie l'équipage. **3.** Pris à l'œil. Divisions cellulaires. **4.** Se tiennent sur leur réserve. **5.** Il aurait fallu s'adresser à lui pour déposer une plainte contre X. C'est ce qui se démode. **6.** Petit rôle dans un roman fleuve. Indique le lieu. Plus familier que vous. Chemin de halage. **7.** Evite toute litanie. Cité des Eudois. Dans le domaine du concret. **8.** Remarquées pour leur port. Se perd à Gravelines. **9.** Atteint de la maladie bleue. Privé d'affection. **10.** Moins populaire que la vodka. La force des faibles. **11.** Soldat américain. Boris Karloff est passé maître dans ce genre. **12.** Elément du cercle. Bien arrivée. Pronom.



Traitement par redondance des signaux digitaux perturbés

En dehors du procédé bien classique des « bits de parité », il existe d'autres méthodes de « petite informatique » permettant une « récupération » de signaux digitaux fortement affectés de perturbations. Les unes sont basées sur la connaissance précise de la forme du signal émis, ou du programme selon lequel l'émission est agencée dans le temps. Les autres procèdent par des redondances dans le contenu de deux ou plusieurs messages consécutifs.

L'explication de ces méthodes n'est guère aisée quand on ne fait pas appel à un exemple précis. Pour cet exemple, l'auteur a choisi la transmission radioélectrique de signaux horaires codés, en modulation d'amplitude ou de phase, et il se base sur des travaux qu'il avait présentés, en octobre 1982, lors d'un colloque (« Technische Hochschule Darmstadt », RFA) consacré à ce sujet.

Le signal, le circuit oscillant et la perturbation

La perturbation est, selon une opinion assez répandue, quelque chose « en plus du signal », déterminant une sorte d'enflure (à l'image d'une piqûre de « parasite ») et qu'on peut corriger par un limiteur. En fait, le mécanisme de la perturbation n'est pas aussi simple, même si on en restreint l'étude, comme cela sera fait ici, au cas de l'impulsion sporadique. En effet, le bruit blanc, dû aux éléments amplificateurs, pose dans la plupart des cas un problème bien moindre que les perturbations de nature industrielle ou atmosphérique. Le plus souvent, on peut décrire l'action de ces perturbations à partir de celle d'une impulsion isolée.

Quand une telle impulsion parvient à un filtre simple (circuit oscillant) en même temps qu'un signal utile, son action dépendra de sa position de phase. Dans l'exemple de la **figure 1**, cette position de phase est telle que la perturbation renforce le signal utile.

Dans la partie supérieure de l'oscillogramme, on voit que l'amplitude dé-

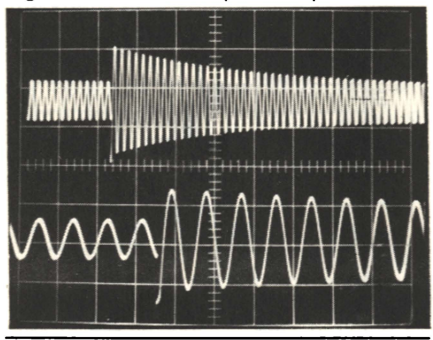


Fig. 1. – Perturbation déterminant, dans un filtre, une oscillation amortie se trouvant en phase avec le signal utile.

croît, après l'action de la perturbation, exponentiellement jusqu'à la valeur du signal qu'on avait au départ. L'oscillogramme du bas est une image dilatée dans le temps (mais non synchrone) de l'action immédiate de la perturbation. On voit que cette perturbation n'a guère d'action sur la phase du signal.

L'oscillogramme de la **figure 2** illustre une opposition de phase entre signal et perturbation. Celle-ci est, de plus, suffisamment puissante pour faire naître, dans le circuit oscillant, un train d'ondes qui est, au départ, d'une amplitude supérieure à celle du signal. Cette amplitude va décroître exponentiellement, et, comme il y a opposition de phase avec le signal, il arrivera un moment où ce dernier se trouve entièrement effacé par l'action de la perturbation. Celle-ci se manifeste donc de façon beaucoup plus gênante que précédemment, car elle



crée maintenant un « trou » dans le signal, et elle simule, de plus, la présence d'une modulation de phase.

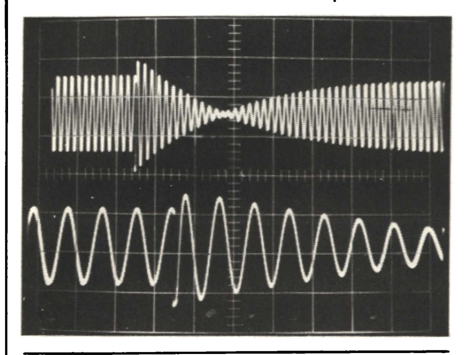


Fig. 2. – Exemple d'opposition de phase entre signal utile et oscillation déclenchée par la perturbation.

Les choses ne s'arrangent pas quand on utilise un filtre d'ordre plus élevé. A titre d'exemple, la **figure 3** montre les deux cas extrêmes de la position de phase de l'impulsion perturbatrice, quant à l'action sur un filtre de bande composé de deux circuits LC, et la **figure 4** illustre la réponse qu'on obtient, avec une perturbation d'amplitude évidemment plus forte, avec un filtre contenant trois circuits LC.

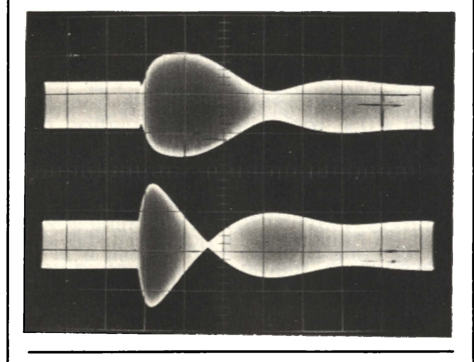


Fig. 3. – Action sur un filtre de quatrième ordre de perturbations ayant différents rapports de phase avec le signal utile.

On voit qu'il existe toujours une certaine position de phase de perturbation pour laquelle il y a effacement du signal, et cela correspond aussi, comme on l'avait vu à propos de la **figure 2,** à une apparente modulation de phase.

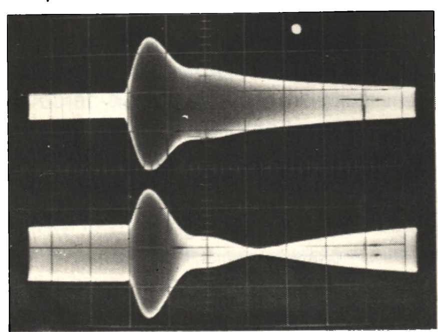


Fig. 4. – Réponse d'un filtre d'ordre élevé sur des perturbations d'amplitude et de phase différentes.

Perturbation d'un signal modulé en amplitude

Comme l'effacement dont il vient d'être question n'est possible que dans certaines conditions de phase, il est statistiquement plus rare qu'un effet perturbateur, qui détermine essentiellement une augmentation d'amplitude. Dans le cas d'une transmission en modulation d'amplitude, on est ainsi moins gêné quand cette modulation est négative (la transmission d'un signal ou d'un « bit » se fait alors par réduction ou par suppression d'une porteuse).

Une telle modulation négative d'amplitude est utilisée par de nombreux émetteurs de signaux horaires travaillant sur ondes très longues. Dans le cas d'exemple de l'émetteur DCF 77 (travaillant sur 77,5 kHz et situé près de Francfort-sur-le-Main), l'émission consiste en un seul et unique « signal » par seconde, et ce signal est un « 0 » logique quand il correspond à une réduction de 75 % du niveau normal de la porteuse pendant 100 ms. Pour exprimer un « 1 » logique, on augmente cette durée à 200 ms.

Par ces « 0 » et « 1 », on transmet des « mots » qui contiennent les valeurs numériques de la minute, de l'heure, du jour du mois, du jour de la semaine, du mois, de l'année, et cela suivant un code qui a également été adopté pour les signaux horaires (en modulation de phase) de France-Inter dont notre revue a déjà traité, et dont il sera encore question plus loin.

Pour annoncer le début de la minute suivante, le code DCF procède par omission de signal (maintien de la porteuse). Ce repère de fin de minute est illustré par la trace supérieure de l'oscillogramme de la **figure 5,** alors qu'on voit, en dessous, deux « 0 » qui précèdent deux « 1 ». Dans les deux cas, quelques perturbations sont nettement visibles ; leur niveau reste cependant inoffensif, si bien qu'aucun traitement par microprocesseur ne serait nécessaire pour en éliminer l'effet.

D'après les **figures 1** à **4,** on conçoit qu'une forte perturbation impulsionnelle ne créera que rarement une réduction d'amplitude qui risque d'être confondue avec un signal. Par contre, il arrivera plus fréquemment qu'un signal soit réduit (de 200 à 100 ms) par une perturbation, ce qui fait qu'un « 1 » devient un « 0 ». De même, un signal peut être totalement effacé, ce qui détermine un « faux » repère de fin de minute. En effet, un tel repère est une omission d'une modulation négative, c'est-à-dire équivalent à une modulation positive et, de ce fait, particulièrement affecté par la perturbation.

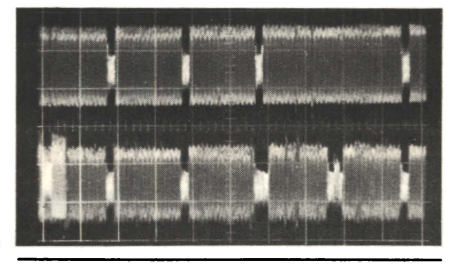


Fig. 5. – Signaux horaires en modulation d'amplitude négative, avec codage par impulsions de 100 ms (« 0 » logique) ou de 200 ms (« 1 » logique), et avec repère de fin de minute (en haut) par omission de top.

Perturbation d'un signal modulé en phase ou en fréquence

Le procédé de modulation de phase qui est utilisé pour les signaux horaires de France-Inter a été exposé dans le n° 22 de notre revue. On travaille avec une excursion alternante de phase (pendant 100 ms) pour le « 0 », et avec deux excursions consécutives (200 ms au total) pour un « 1 » **(fig. 5).**

Dans ces conditions, on obtient un repère de fin de minute très fiable, car il est très peu vraisemblable qu'une perturbation compense ou recrée exactement les variations de phase qu'on pratique à l'émission.

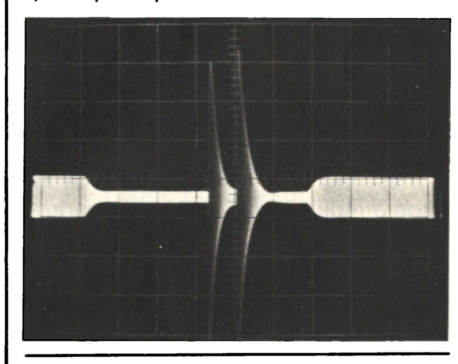


Fig. 6. – Perturbation se présentant pendant un top de signal horaire et facilement reconnaissable comme telle par le microprocesseur.

Par contre, la transformation d'un « 0 » en « 1 » est possible. Souvent, un tel « allongement » donne lieu à un message horaire tel que « 27 h 73 min », et il n'est pas difficile d'écrire un programme de microprocesseur qui l'éliminera comme faux.

Lors de la réception d'un signal modulé en phase ou en fréquence, on



peut renoncer presque entièrement à un réglage automatique de sensibilité. On évite ainsi ces « pauses de récupération » qu'on observe, avec un récepteur de modulation d'amplitude, après une perturbation longue et violente, et qui sont de véritables coupures de la réception.

Traitements basés sur la connaissance de la forme du signal

Le signal DCF, qui servira d'exemple, comporte des « tops » de 100 ou de 200 ms entre lesquels on observe au moins 800 ms d'émission continue. Quand un tel top se trouve affecté, comme dans la **figure 6,** d'une perturbation, en l'occurrence double, il est très facile de la reconnaître comme telle, au moyen d'une analyse par microprocesseur. Ce dernier sera précédé d'un convertisseur A/D qui permettra de relever, toutes les quelques millisecondes, la valeur instantanée du signal. Puis, il comparera les échantillons ainsi mémorisés à la forme « type » du signal, c'est-à-dire à ses caractéristiques « durée » et « amplitude ».

Quand on utilise, à la place de cette interprétation intelligente du signal, la « bonne vieille » méthode du filtre à bande étroite (avec de nombreuses grosses bobines), on arrive à l'oscillogramme de la **figure 7.** En haut, cet oscillogramme montre un top non perturbé, et, en dessous, on a représenté la réponse à une perturbation parfaitement identique à celle de la **figure 6.**

Il est facile de constater que le filtrage a réduit l'amplitude de la perturbation. Mais cela ne serait un agrément que dans le cas d'une perception auditive du signal. Pour le microprocesseur, la grande amplitude de la perturbation facilite la distinction du signal. Par contre, l'effet de traînage, tel qu'on l'observe dans la **figure 7,** l'empêche de déterminer si le signal est au niveau « 0 » ou au niveau « 1 ».

La **figure 8** montre l'effet d'une perturbation due à un affichage numérique fonctionnant en multiplex. En haut, on travaille à large bande, ce qui permet de percevoir les différences d'amplitude de façon très nette, si le microprocesseur explore les signaux aux bons moments. Cela lui sera particulièrement facile quand il est informé de la fréquence de multiplexage, ou quand il s'occupe lui-même de l'affichage des données horaires qu'il traite.

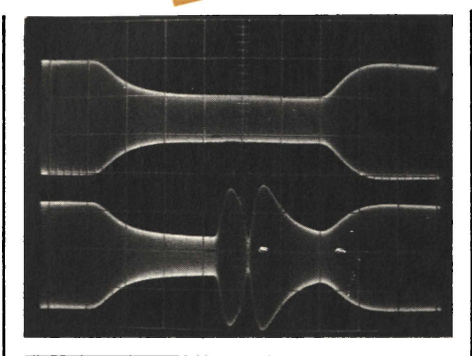


Fig. 7. – Signal de la figure 6, après passage dans un filtre à bande étroite, sans (en haut) et avec (en bas) perturbation.

Le signal fortement filtré qui est représenté dans le bas de la **figure 8** n'accuse plus que des variations d'amplitude relativement faibles. Il serait ainsi difficile d'interpréter ce signal par une simple détection d'enveloppe.

Lors d'un traitement par microprocesseur, on peut aussi se baser sur la durée qui s'écoule entre les débuts de deux signaux consécutifs, soit exactement 1 s dans le cas des signaux horaires. Il existe des procédés de transmission télégraphique qui sont basés sur ce même principe et qui supposent donc, à l'émission et à la réception, des horloges parfaitement synchrones. Cela permet de travailler, par exemple, avec des signaux morse dont les durées « point », « trait », « distance lettre », etc., sont très précisément définies. On se trouve ainsi ramené, au nombre de paramètres près, au cas des signaux horaires.

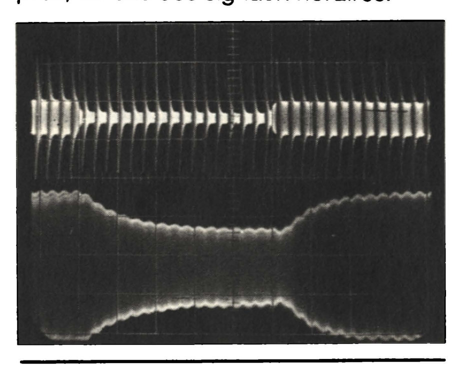


Fig. 8. – Perturbations dues à un affichage de type multiplex, avant et après filtrage à bande étroite.

Signaux redondants en eux-mêmes

Les signaux horaires de France-Inter ne sont pas des variations unilatérales d'une grandeur, mais procèdent par un code ternaire : « normal », « augmentation », « diminution ».

Suivant le type de récepteur qu'on utilise, on restituera soit les variations de phase qu'on pratique à l'émission **(fig. 9),** soit les variations de fréquence qui en résultent **(fig. 10).** Dans ce dernier cas, on a donc une suite « plus-moins-plus » pour un « 0 », et une suite de cinq polarités successives pour un « 1 ». C'est-à-dire que, pour arriver à imiter tout cela de façon suffisamment exacte, il faudrait une perturbation qui soit exceptionnellement conformée.

En effet, une perturbation impulsionnelle détermine, en général, une excursion triangulaire de phase dans un filtre d'ordre élevé, et cela correspond, comme le montre la **figure 11,** à une seule excursion bilatérale en fréquence.

A titre d'exemple, la **figure 12** montre deux oscillogrammes d'un signal « 0 », reçu par démodulation de fréquence de France-Inter, et suivis de perturbations se trouvant en opposition de phase. Dans la **figure 13,** on voit en haut un « 0 » non perturbé, en dessous le même « 0 », suivi d'une perturbation récurrente.

Le cas d'une perturbation de très grande amplitude se trouve illustré par la **figure 14.** Pour la prise de cet oscillogramme, l'obturateur de l'appareil photo était resté ouvert pendant 5 secondes, et la perturbation a été répétée, de façon synchrone, après chaque signal de réception. Alors que la réponse du récepteur au signal utile reste invariable, elle dépend fortement, dans le cas de la perturbation, des conditions instantanées de modulation d'amplitude.

Pour ne pas observer des perturbations supplémentaires du fait de cette modulation d'amplitude, on doit, dans le cas particulier des signaux horaires de France-Inter, travailler avec une bande passante relativement faible.

Tableau 1.

Seconde 1 :	410	660	880	910
Seconde 2 :	110	420	660	
Seconde 3 :	40	400		
Seconde 4 :	100	220	410	



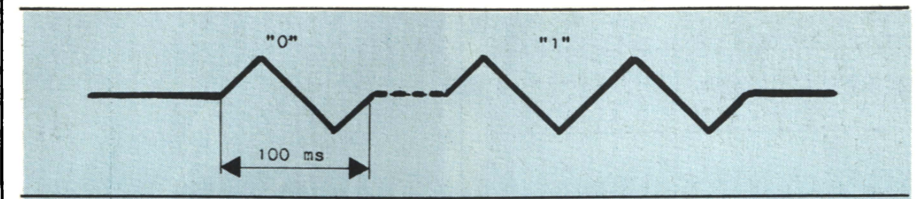


Fig. 9. – Principe du codage des signaux horaires qu'émet France Inter en modulation de phase.

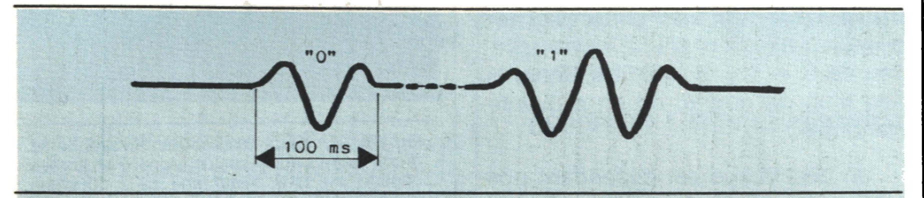


Fig. 10. – Capté en modulation de fréquence, le signal France Inter peut être vérifié de façon à la fois aisée et sévère, par une localisation de ses crêtes positives et négatives.

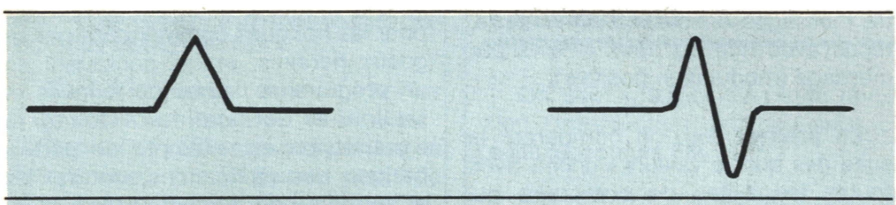


Fig. 11. – Une perturbation (à gauche) ne détermine, le plus souvent, qu'une excursion unilatérale de phase, donc facile à distinguer d'un top de signal horaire (à droite).

On ne peut donc guère, comme précédemment, s'affranchir des perturbations qui arrivent pendant le « top » horaire. Par contre, les oscillogrammes des **figures 12, 13** et **14** montrent qu'il est très facile de reconnaître une perturbation qui affecte la réception en dehors des tops. Un convertisseur A/D n'est même pas nécessaire pour cela. Il suffit, comme cela a été dit plus haut, d'analyser la suite ternaire des excursions de fréquence ou de phase.

Critères de qualité

Les investigations décrites ci-avant consistent à comparer ce qu'on reçoit avec la forme théorique du signal. On peut en déduire une « note de qualité », maximale pour un message reçu sans aucune perturbation, plus ou moins diminuée en fonction de perturbations ayant pu être corrigées avec une probabilité plus ou moins grande, du fait de leur amplitude et de leur fréquence.

En fonction de ce critère de qualité, on pourra ensuite décider si l'on accepte le message comme « bon » dès sa première diffusion, ou bien si l'on attend une répétition. Cette répétition est d'ailleurs automatique, à l'unité des minutes près, dans le cas des signaux horaires, mais il n'est pas interdit d'envisager des applications lors desquelles la définition du critère de qualité peut conduire à une demande automatique de répétition de message.

La synchronisation

Dans le cas des signaux horaires, les débuts de tops se suivent avec un intervalle de 1 s. Pour s'abriter au mieux des perturbations susceptibles de se présenter entre les tops, on peut faire appel à une « fenêtre » de réception, qu'on ouvre, par exemple, 10 ms avant le début probable de tout top, pour la refermer 210 ms après ce début. La mise en place de cette fenêtre est équivalente à une synchronisation de fréquence d'horloge.

On se servira du timer du microprocesseur et on enregistrera sa position chaque fois qu'on reçoit un top qui ressemble à un top horaire. Quand la réception est fortement perturbée, on risque de recevoir plusieurs de ces tops par seconde. Le **tableau 1** donne un exemple, dans le cas d'un timer comptant en millisecondes, c'est-à-dire de 0 à 999, chaque seconde.

Le microprocesseur forme la différence entre les valeurs qui ont été enregistrées au cours des quatre secondes. Il ne retient que celles qui se trouvent à l'intérieur d'une fourchette de 30 ms, par exemple, et qu'on retrouve chaque seconde à l'intérieur de cette fourchette. Il en calcule la moyenne et la prend comme base pour la mise en place de la fenêtre de réception. Le tableau montre que cette moyenne sera de 410 ms dans le cas de l'exemple.

Après mise en place de la fenêtre, il convient de surveiller d'éventuels déplacements systématiques du top à l'intérieur de celle-ci. Le cas échéant, on procédera à une resynchronisation.

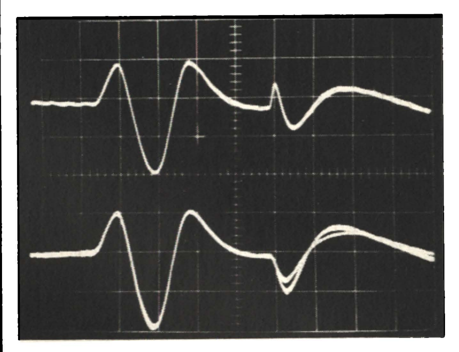


Fig. 12. – Signaux « France Inter » soumis à des perturbations de différentes positions de phase.

Redondance par répétition

Les systèmes d'échanges d'informations sont généralement conçus de façon qu'il puisse y avoir répétition, quand un message n'a pas été compris, ou quand il y a doute. Dans le cas des signaux horaires, cette répétition est automatique pour les grandeurs qui restent pendant longtemps sur une même valeur, telles qu'heure, jour, mois.

A titre d'exemple, le **tableau 2** donne, dans le cas d'une modulation négative, quatre messages « heure », reçus pendant quatre minutes consécutives.

Lors d'une comparaison bit-à-bit, dans chaque colonne du tableau, on trouve partout au moins trois valeurs égales (trois fois « 0 » pour le premier bit des dizaines, trois fois « 1 » pour le second, etc.). Il est facile d'en conclure – et le microprocesseur arrivera à cette conclusion beaucoup plus rapidement que vous – que la bonne valeur est 01 0101, soit 15 heures. Le microprocesseur pourra vérifier, de plus, que l'effet de perturbation (trois « 1 » deviennent « 0 » alors qu'un seul « 0 » devient « 1 ») était bien tel qu'il fallait l'attendre en modulation négative ; il pourra procéder à des vérifications de parité sur le message corrigé, et il pourra constater que le message de la minute 4 était faux malgré une parité bonne, puisqu'il signifie 31 heures.



Tableau 2.	Dizaines	Unités	Parité	Contrôle de parité
Minute 1	01	0101	1	bon
Minute 2	01	0100	1	faux
Minute 3	00	0101	1	faux
Minute 4	11	0001	1	bon

Evolutions avec redondance

Dans de nombreux cas de transmissions répétitives, on a, à l'avance, une idée plus ou moins précise sur le contenu possible du message suivant. Ainsi, dans un bulletin horaire de météorologie, une température ne peut passer de – 15 à + 25 °C, un cours de bourse n'accuse que très rarement des variations extrêmes, et quand on capte, à distance, un compte à rebours, pour un lancement de fusée, par exemple, on sait dans quel sens vont évoluer les chiffres qu'on reçoit.

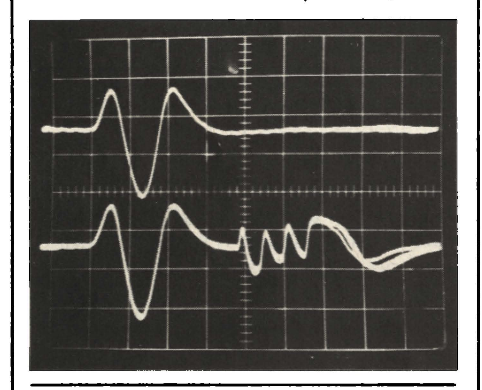


Fig. 13. – Signal « France Inter » normal (en haut) et affecté de perturbations répétitives (en bas).

Quand il s'agit d'un message horaire qui est donné toutes les minutes, c'est évidemment la valeur numérique « minute » qui augmente d'une unité chaque fois. Mais ce n'est pas pour autant qu'on peut, en cas de réception perturbée, faire simplement « + 1 » au message précédent, avant de le comparer à celui qu'on reçoit. En effet, si les unités des minutes sont à 5 (0101), et si une perturbation transforme cela en 0111 (= 7), le pas suivant serait 7 + 1 = 8 = 1000, au lieu de 5 + 1 = 6 = 0110. Donc, au lieu d'un bit erroné, on en a maintenant trois.

Un déchiffrage est cependant possible, si l'on procède par comparaison avec des cycles de comptage. A titre d'exemple, le **tableau 3** montre quatre messages consécutifs « minutes », reçus avec une ou deux erreurs par message (modulation positive).

En premier lieu, on comparera la suite des quatre valeurs « unité » avec toutes les suites de comptage qui sont possibles, soit 0-1-2-3, 1-2-3-4, 2-3-4-5... 9-0-1-2. Le plus petit nombre d'inégalités, soit trois, est obtenu pour la suite 8-9-0-1, et cela avec trois transformations de « 0 » en « 1 », c'est-à-dire d'une façon qui est probable en cas de modulation positive. Toutes les autres comparaisons donnent au moins cinq erreurs.

L'hypothèse 8-9-0-1 se trouvera confirmée si l'on constate que les dizaines ont avancé d'une unité entre les messages 2 et 3. Pour la comparaison, on partira, dans le cas d'une modulation positive, de la plus petite des valeurs observées pour les dizaines, alors que la valeur la plus grande serait à retenir lors d'une modulation négative.

Le **tableau 3** permet de voir facilement que la suite de comptage 1-1-2-2 est la plus probable pour les dizaines. On arrive ainsi à 18-19-20-21 pour les quatre messages « minute », et cette hypothèse se trouvera parfaitement confirmée si on la vérifie par les valeurs du bit de parité qui sont indiquées dans le même tableau.

Les méthodes décrites sont nettement plus souples que les procédés rigides qu'on utilise souvent, du moins pour les horloges commandées par signaux horaires, et qui consistent en un programme unique de longues et tâtillonnes vérifications. Quand la transmission est exempte de perturbations, ces vérifications sont inutiles et ne font que retarder le premier affichage du message. Quand, par contre, on observe un taux de perturbations très faible, d'une ou deux erreurs par minute, la sévérité de ces vérifications fait déjà qu'on n'obtient jamais d'affichage.

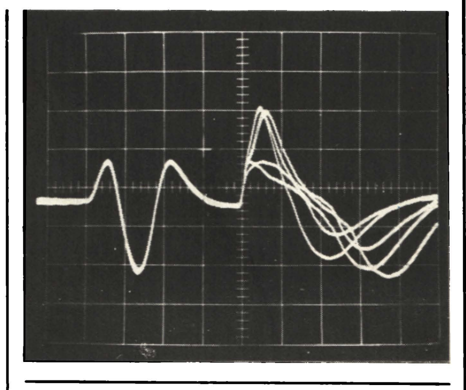


Fig. 14. – A partir d'un certain niveau, l'effet d'une perturbation sur un signal FM horaire dépend du taux instantané de modulation d'amplitude.

La méthode proposée ci-avant permet, par contre, un affichage très rapide et, néanmoins, sûr des données transmises, quand on constate l'absence complète de perturbations. Si, par contre, la réception est perturbée, elle permet de recueillir patiemment des « fragments » de message à partir d'une ou plusieurs séquences de quatre ou de huit répétitions. On peut ainsi déterminer le contenu du message avec un très haut degré de fiabilité.

Il est bien entendu que les méthodes décrites sont également valables pour un grand nombre d'autres procédés de transmission de données. Avec leur récurrence de 1 bit/s, les signaux horaires ont cependant l'avantage d'une expérimentation aisée, même avec un microprocesseur très lent, et même avec une ébauche de programme encore quelque peu tortueuse.

H. Schreiber

Tableau 3.	Dizaines	Unités	Parité	Contrôle de parité
Minute 1	001	1001	0	faux
Minute 2	101	1001	1	faux
Minute 3	011	0100	1	bon
Minute 4	010	0011	0	faux

Bibliographie

W. Hilberg : « Funkuhren », Viertes Darmstädter Kolloquium, *Oldenbourg-Verlag*, Munich.

Quelques applications des régulateurs à découpage monolithiques

Les LAS 6300 et LAS 6300L sont des régulateurs à découpage monolithiques, de hautes performances, destinés aux circuits de commande de puissance à fréquence fixe, tels que les alimentations à découpage et les commandes de moteurs.

Sont incorporés, dans un boîtier TO3 8 broches ou TO96 10 broches : la tension de référence compensée en température, l'oscillateur en dents de scie avec circuit de décalage de fréquence pour les surintensités, le modulateur de largeur d'impulsion avec sa logique d'alternance, l'amplificateur d'erreur, et un transistor de sortie 5 A avec limitation de courant interne.

Les LAS 6300 et LAS 6300L sont conçus pour fonctionner de – 55 °C à + 125 °C.

Leurs particularités peuvent se résumer ainsi : tension de sortie : 2 à 30 V ; tension d'entrée : 5 à 35 V ; tension de référence : 2 V ; oscillateur : 0 à 200 kHz ; modulateur de largeur d'impulsions linéaire ; suppression d'une impulsion sur deux ; blocage par commande extérieure ; amplificateur d'erreur à entrées séparées ; collecteur et émetteur accessibles ; courant de sortie : 5 A ; limitation de courant ultra-rapide ; protection thermique ; démarrage progressif.

La **figure 1** donne le schéma d'un convertisseur continu-continu utilisant le LAS 6300 ; les **figures 2a et b** se rapportent à une application en commande de moteurs.

Application Lambda Electronique.

Récepteur FM « Monocircuit »

On peut qualifier de petite révolution l'introduction des nouveaux circuits récepteurs FM.

Ces circuits monochip – de l'antenne au démodulateur – permettent de réaliser des récepteurs miniaturisés de hautes performances, avec un nombre extrêmement réduit de composants externes et de réglages.

Le concept, utilisé dans ce circuit, diffère radicalement du récepteur superhétérodyne classique, avec FI à 10,7 MHz.

Dans les TDA 7000/7010 T, la fréquence intermédiaire utilisée est à 70 kHz d'où la possibilité de réaliser la sélectivité FI avec des composants passifs RC, partiellement intégrés, et ne nécessitant pas d'ajustement.

Pour assurer un fonctionnement correct avec cette faible valeur de FI, l'excursion de modulation (normalement ± 75 kHz) est réduite à ± 15 kHz par réaction sur l'oscillateur local.

Afin de supprimer le deuxième point d'accord, dû à la faible FI choisie, ainsi que le bruit entre les stations, un circuit de corrélation original actionne un circuit de silencieux qui interrompt en sortie le signal audio, lorsque l'accord est incorrect.

Outre quelques capacités fixes externes, réalisant la sélectivité FI et déterminant la réponse du filtre de bou-

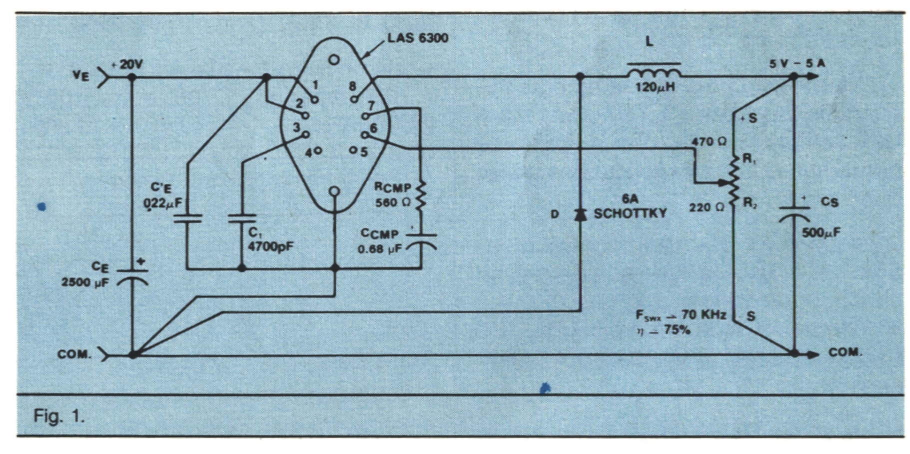


Fig. 1.

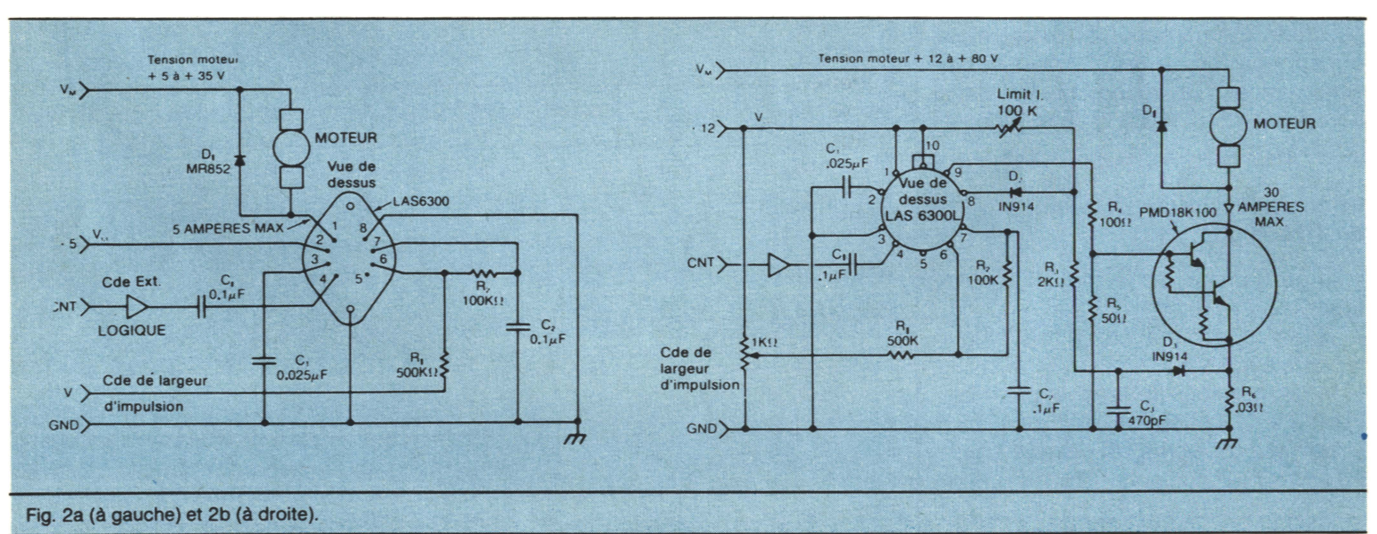


Fig. 2a (à gauche) et 2b (à droite).

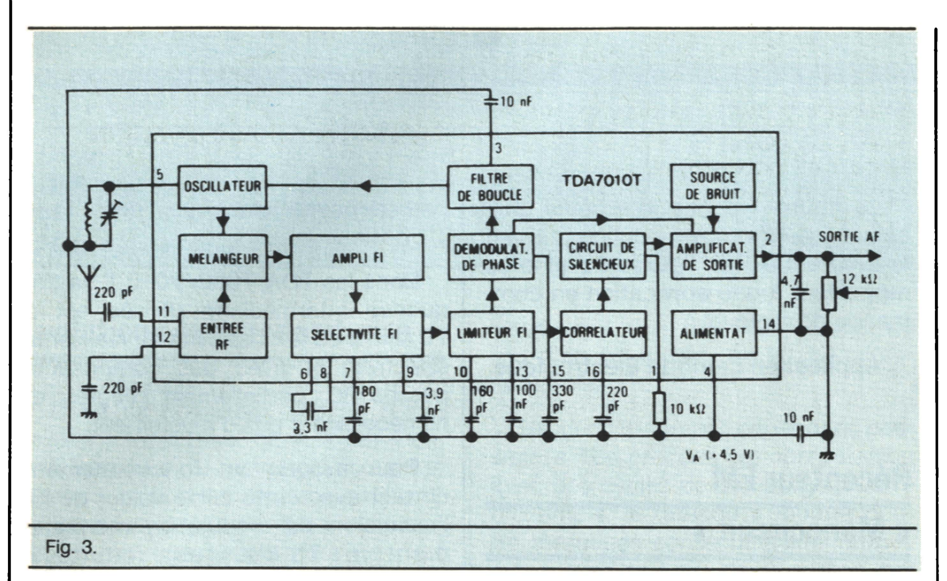


Fig. 3.

cle d'oscillateur, le TDA 7000 ne nécessite que deux circuits LC externes pour la sélectivité d'entrée et l'oscillateur local **(fig. 3)**.

Aux fréquences de la gamme radiodiffusion FM (88-108 MHz), les bobinages se réduisent à quelques spires, éventuellement réalisables en circuit imprimé.

Réaliser un récepteur FM ne nécessite alors qu'un équipement de contrôle réduit et une expérience antérieure en radio, minime.

D'autre part, la large gamme de fréquences d'entrée (3 à 110 MHz) autorise l'emploi de ce circuit dans de nombreuses autres applications, telles que :

– récepteurs de radiocommunications FM (utilisation en deuxième changeur de fréquence),
– récepteurs de radiocommande,
– démodulateur son FM pour téléviseur...

La version TDA 7010 T, en raison de son microboîtier SO 16, de la simplicité de son utilisation et de sa faible consommation, permet d'envisager l'intégration d'un récepteur FM dans un volume aussi réduit qu'une montre, ou qu'un stylo.

Principales caractéristiques du TDA 7000 :

– large gamme de tension d'alimentation : 2,7 à 10 V,
– faible consommation : 8 mA (valeur typique à 4,5 V),
– large gamme de fréquence d'entrée : 3 à 110 MHz,
– tension de sortie AF élevée : typ. 70 mV.

RTC.

Amplificateur large bande 3 GHz

Voici une innovation, en matière de circuits intégrés en arséniure de gallium standard, pour le marché civil large diffusion : l'amplificateur CGY 31 pour la bande de 40 à 860 MHz **(fig. 4 et 5)**.

Principales caractéristiques du CGY 31 :

– circuit intégré AsGa à 2 étages,
– gain typique : 17 dB entre 400 et 2 000 MHz,
– fonctionne jusqu'à 3 GHz,
– applications large bande avec impédances d'entrée et de sortie de 50 Ω,
– tension d'alimentation : 3 à 6 V (225 mA typ.),
– température de fonctionnement : – 55 à + 100 °C,
– température maximum du canal N : 150 °C,

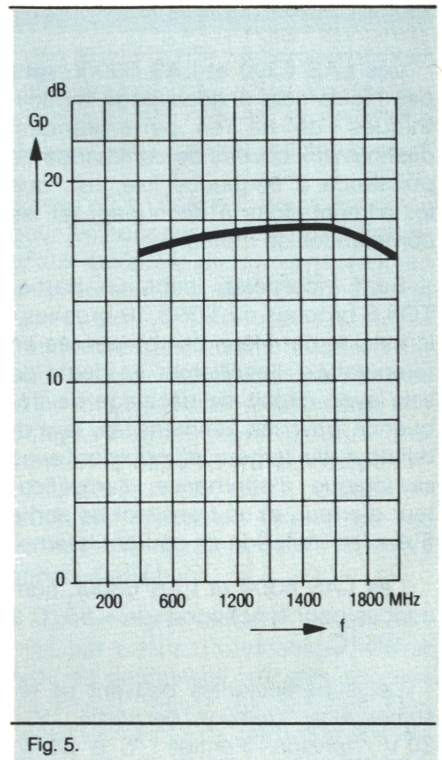


Fig. 5.

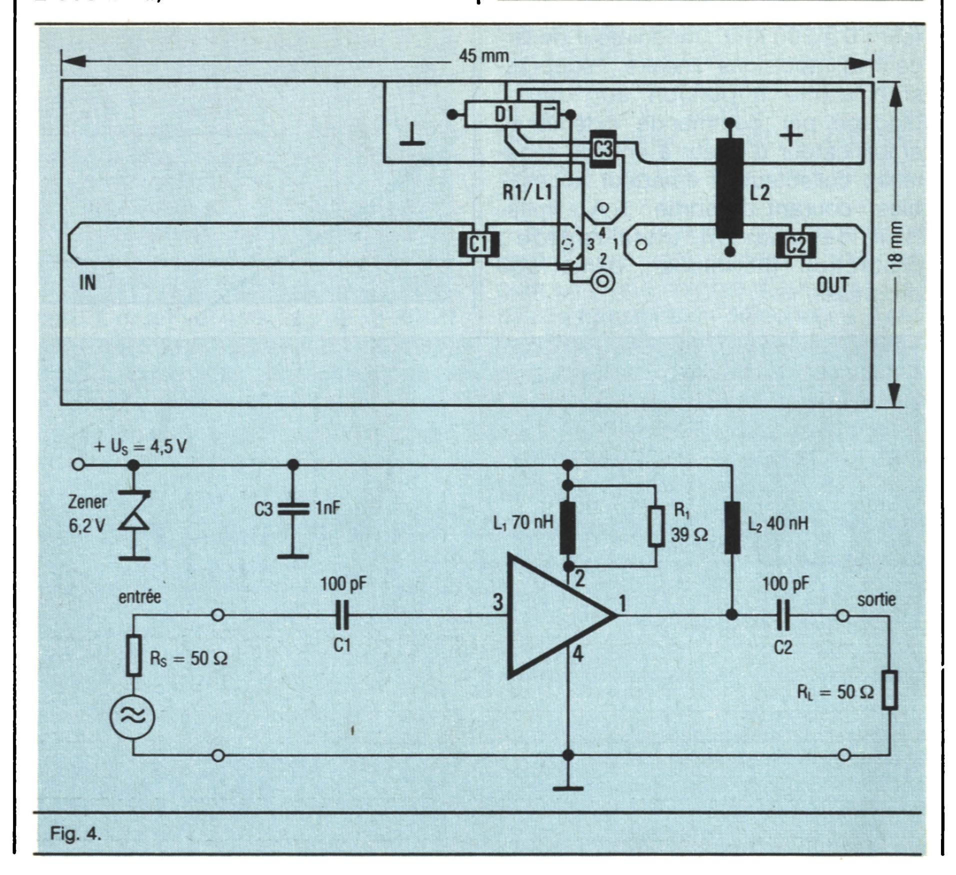


Fig. 4.

– bruit : < 4,5 dB entre 400 et 2 000 MHz,
– boîtier métallique TO 12.

Applications :

– étage de fréquence intermédiaire pour réception des émissions TV par satellites,
– amplificateur pour télévision par câble,
– amplificateur pour antennes TV collectives ou individuelles,
– appareils de mesure HF,
– télécommunications (amplificateur pour transmission par fibres optiques, amplificateur d'attaque pour filtres à ondes de surface),
– faisceaux hertziens,
– technique radar.

Application Siemens.

Circuit de régulation pour alimentation à découpage

Le circuit UAA 4006 régule et contrôle les alimentations à découpage « fly-back » utilisant un seul transistor **(fig. 6).**

Ses caractéristiques sont les suivantes :

– oscillateur, modulation d'impulsion et ampli d'erreur intégrés au circuit,
– démarrage contrôlé,
– commande directe du transistor de puissance,
– courant base autorégulé (valeur max. : 1,5 A),
– courant base négatif pour coupure rapide du transistor de puissance et une meilleure utilisation de l'aire de travail du transistor (max. : 1,5 A).

On note encore :

– saturation contrôlée du transistor de puissance,
– limitation du courant collecteur, surveillance de l'alimentation positive et protection thermique,
– tension de référence interne,
– basse consommation au démarrage (1 mA max.). La présentation est en boîtier DIL 16 ou PIL 13 (plastique).

Thomson-Efcis.

Emetteur-récepteur asynchrone pour transmissions de données

Voici un circuit en technologie MOS canal N destiné aux applications de type « transmissions de données » qui facilitera la tâche des utilisateurs dans les domaines de contrôle à distance de convertisseurs AD/DA, capteurs ou microprocesseurs **(fig. 7 et 8).**

La transmission des données s'effectue sous 18 bits en modulation d'impulsion envoyées en série ; ce « flot » consiste en 7 bits d'adressage, 1 bit de commande, 8 bits de données, 1 bit de parité et 1 bit de contrôle.

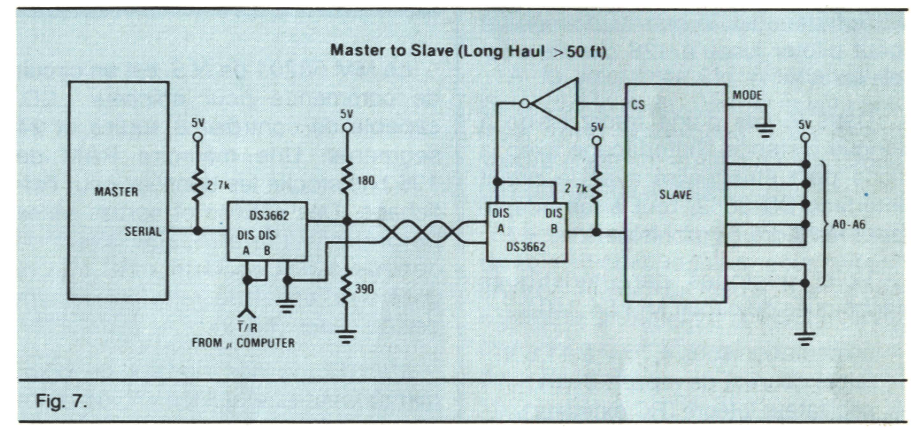


Fig. 7.

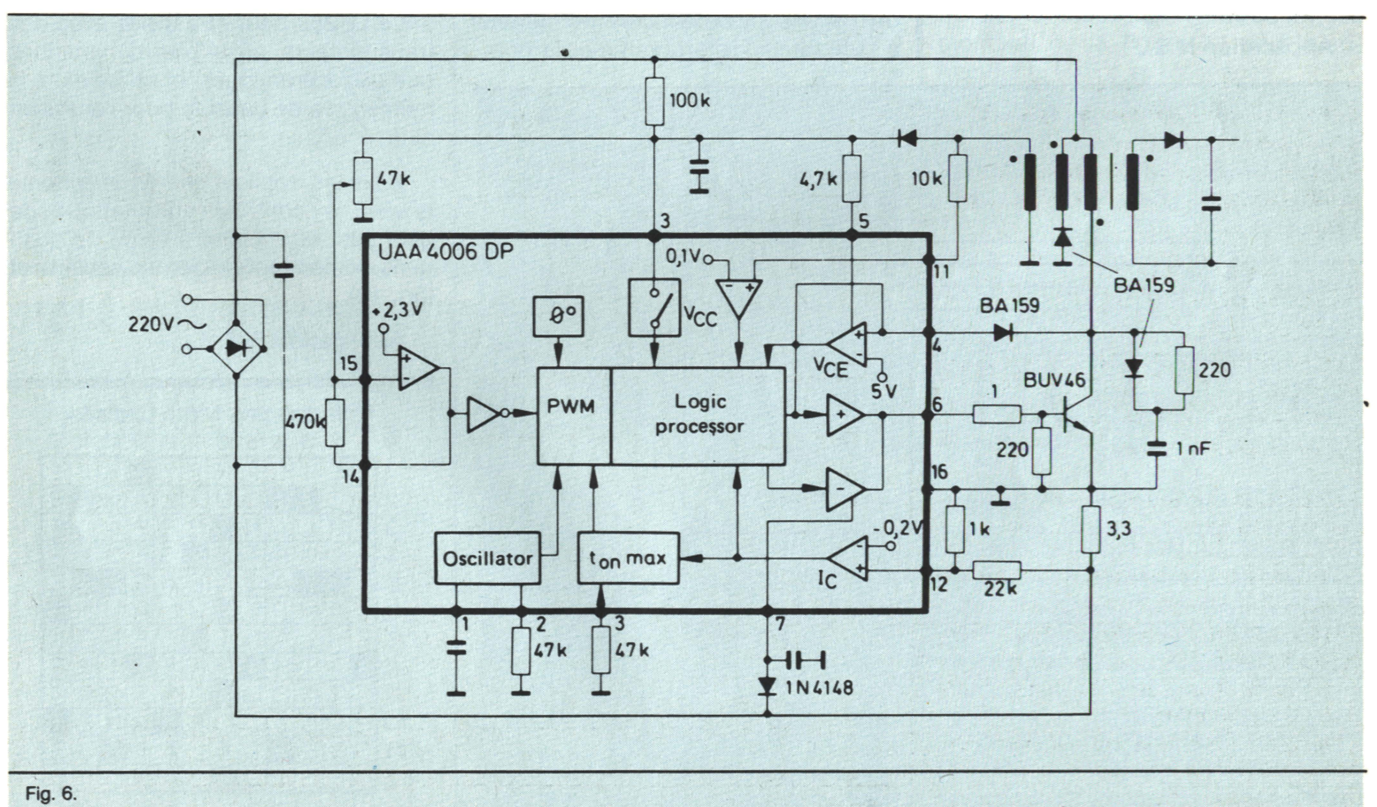


Fig. 6.

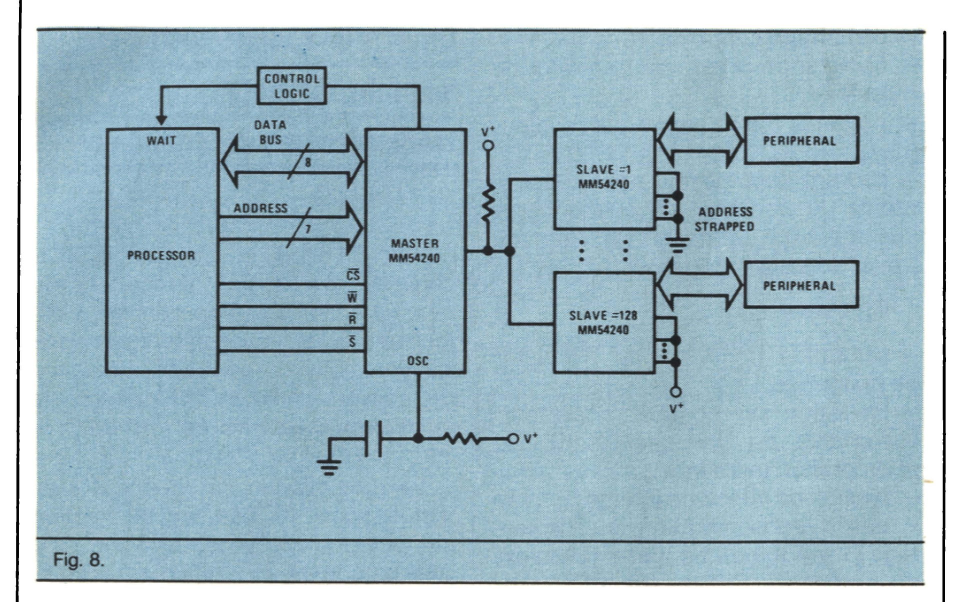


Fig. 8.

Le MM 54 240 peut fonctionner en deux modes, « maître » et « esclave ». Dans le cas d'utilisation en « maître », il s'interface sur le bus de données et peut piloter jusqu'à 128 circuits « esclaves ».

Dans le cas d'une transmission à longue distance, l'interfaçage avec la ligne peut être réalisé avec le circuit interface DS 3662, tout à fait adapté pour résoudre ce problème.

Voici quelques caractéristiques techniques du circuit MM 54 240 :

- alimentation sous 4,75 V à 11,5 V,
- faible courant de repos : 5 mA,
- oscillateur intégré (RC extérieur),
- boîtier 24 broches.

Application N.S.

Circuit de commande pour afficheur LCD

Le MM 58201 de *N.S.* est un circuit de commande pour afficheur LCD, capable de contrôler 8 sorties et 24 segments. Une mémoire RAM de 196 bits stocke les données pour l'affichage. Des entrées et sorties séries permettent l'interfaçage avec un contrôleur. Un oscillateur RC intégré génère le signal de rafraîchissement de l'affichage **(fig. 9)**.

L'amplitude des signaux de commande peut être ajustée en vue d'obtenir un contraste optimal. Quatre bits de RAM supplémentaires permettent à l'utilisateur de programmer le nombre de sorties à commander et de faire fonctionner le driver, soit en maître, soit en esclave en cas de configuration en cascade.

Lorsque deux MM 58201 ou plus sont cascadés, par exemple huit ensembles de 24 segments chacun, le « maître » commande les lignes des huit ensembles, tandis que l'« esclave » et le « maître » contrôlent les lignes de segments.

Application N.S.

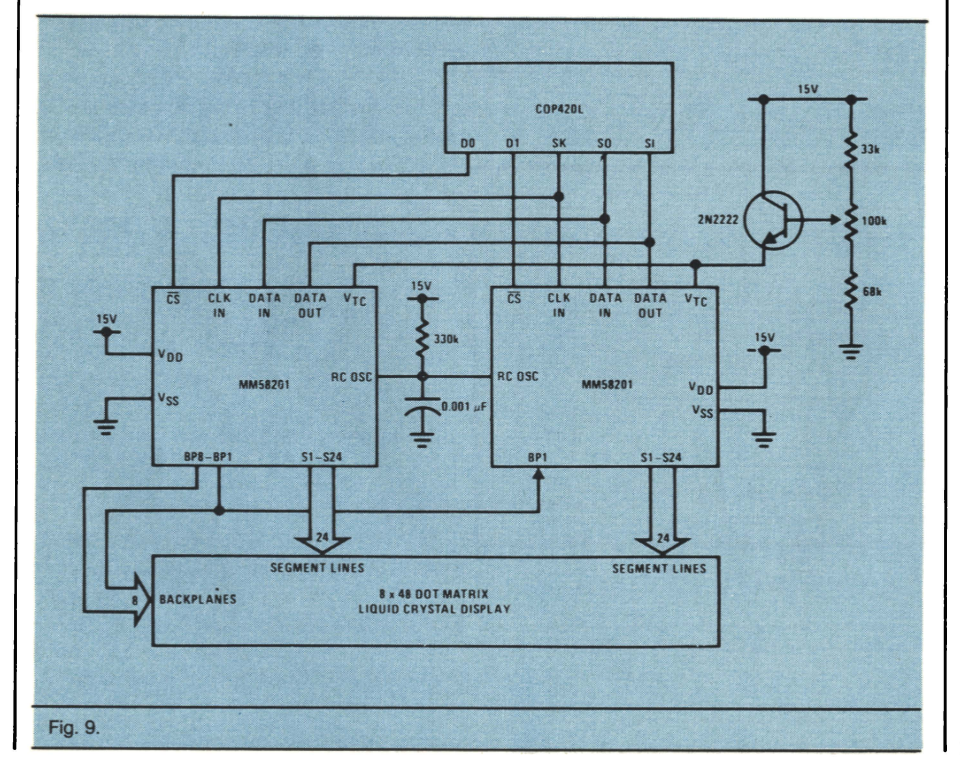


Fig. 9.

Circuit de transmission programmable pour poste téléphonique

Prévu pour une large gamme de postes téléphoniques et de standards, le circuit de transmission « LS288 » permet des gains transmission/réception, programmables indifféremment en mode automatique ou fixe.

Les fonctions intégrées incluent le convertisseur 2/4 fils, l'adaptation à l'impédance de ligne et les circuits de contrôle de gain.

Le LS288 intègre également un régulateur de tension, pour l'alimentation de transducteurs à électret avec des suiveurs à FET.

Le LS288 peut être utilisé avec des transducteurs, aussi bien dynamiques que piézocéramiques, et utilise alors le même type de capsule pour l'émission et la réception.

Pour les applications en téléphonie privée, le contrôle automatique de gain peut être réalisé à l'aide de quelques composants externes seulement **(fig. 10)**.

Application S.G.S.

Solution des Mots Croisés

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	D	E	T	E	R	R	E	E		K	I	F
2	O	C			O	U	T	L	A	W		R
3	U	H	L	A	N		C	E	P	A	G	E
4	I	O	U	R	T	E		G	E	S	I	R
5	L			A	G	N	E	A	U			E
6	L	A	M	P	E		U	N	R	U	H	
7	E	M	I	A	N	T		T	E	N	O	N
8		A	T	H		U	R	E		I	R	E
9	G	R	O	O	M		E	S	S	O	R	E
10	R	I	S	S	O	L	E		A	N	E	
11	O	N	E		D	E	L	A	I		U	S
12	G	E	S	T	E		S	A	N	D	R	E

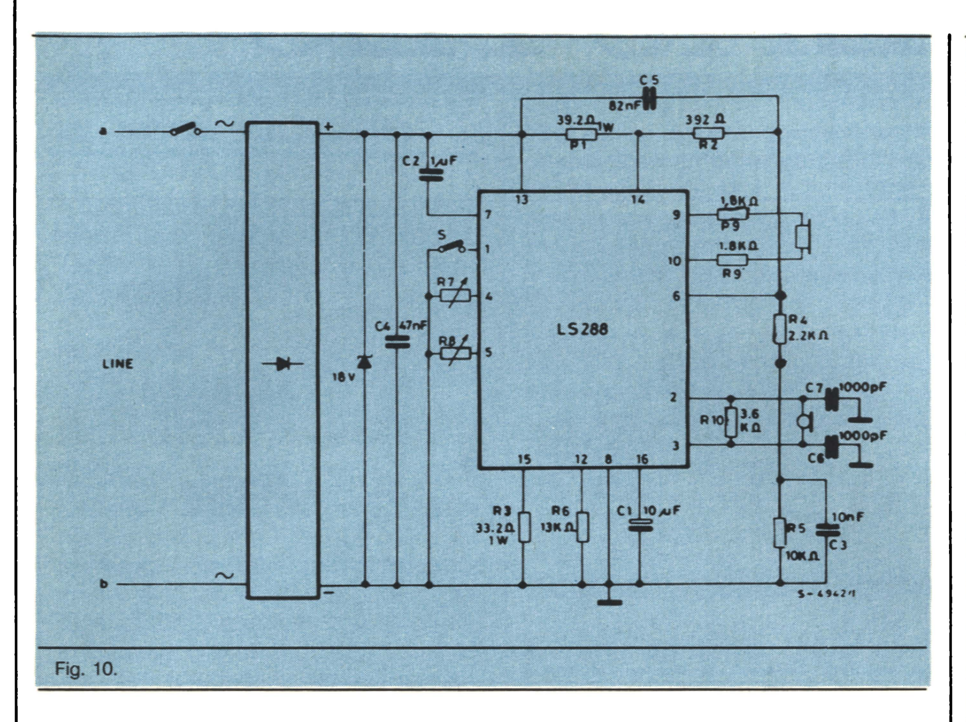
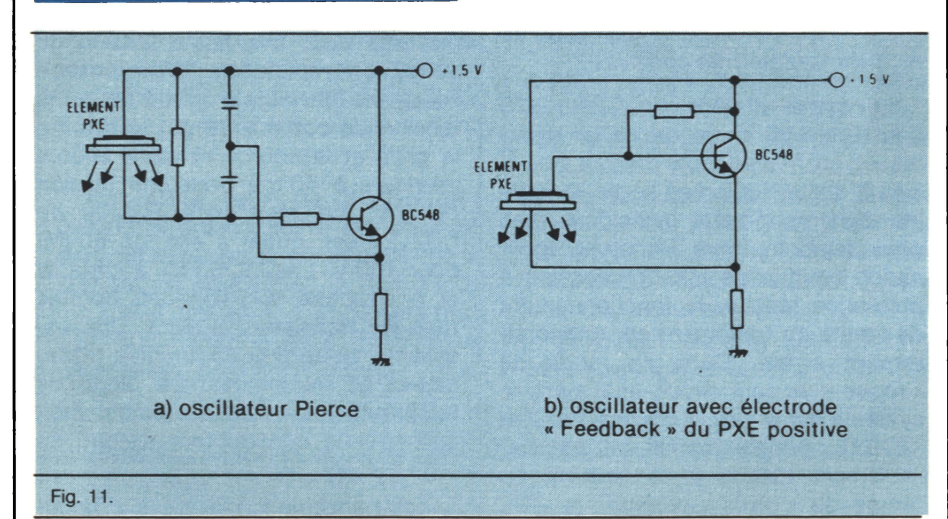


Fig. 10.

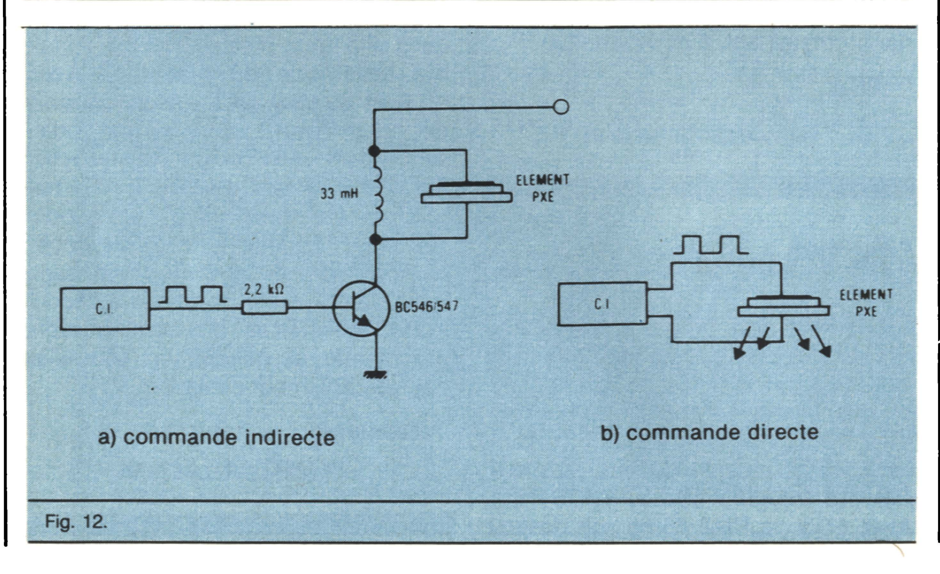
Générateurs sonores à céramiques piézoélectriques



a) oscillateur Pierce

b) oscillateur avec électrode « Feedback » du PXE positive

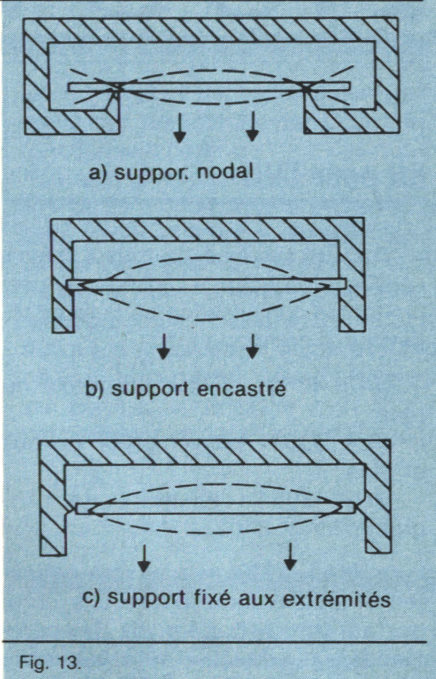
Fig. 11.



a) commande indirecte

b) commande directe

Fig. 12.



a) suppor. nodal

b) support encastré

c) support fixé aux extrémités

Fig. 13.

A la fréquence de résonance f_r, l'impédance de la céramique est minimale ; cela correspond à un niveau sonore élevé en sortie avec un circuit de commande adapté.

Le schéma de la **figure 11a** a les caractéristiques requises pour obtenir un bon niveau de sortie. Ce circuit oscillant s'entretient à la fréquence de résonance du PXE et ne nécessite que deux électrodes.

Si le disque céramique présente une troisième électrode (feedback), le montage de la **figure 11** peut commander le PXE à sa résonance.

On peut aussi utiliser un multivibrateur pour commander un générateur sonore à PXE. Quand le transducteur PXE est mis en place, le circuit de commande se centre sur la fréquence de l'élément. Les fréquences d'utilisation du circuit peuvent être très différentes de la fréquence de résonance de l'élément PXE. L'efficacité décroît considérablement mais une tension de commande élevée augmente la pression acoustique.

La tension de commande maximale est de 30 V crête à crête.

Dans certains cas, la commande peut se faire directement à partir d'un circuit intégré. Les schémas de la **figure 12a et B** représentent les circuits de commande avec un circuit intégré CMOS.

La **figure 13** donne quelques types de positionnement de l'élément PXE.

Application Siemens.